



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Faculdade de Engenharia

Rede ZigBee de monitorização de cargas em quadros elétricos de baixa tensão

Tânia Filipa Gomes Caramelo

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletromecânica
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor João Paulo da Silva Catalão

Covilhã, Outubro de 2014

Agradecimentos

Concluído este trabalho gostaria de agradecer a todas as pessoas que de algum modo contribuíram para a sua concretização, em especial atenção:

- Ao meu orientador Professor Doutor João Paulo da Silva Catalão pelo seu apoio e orientação ao longo do trabalho.
- A todas as pessoas do Laboratório de Sistemas Sustentáveis de Energia, em particular ao Engenheiro Eduardo Rodrigues pelo apoio e orientação que me foi prestado ao longo desta dissertação que se tornaram fundamentais.
- À minha família, em especial aos meus pais e namorado pelo apoio e incentivo incondicional.
- Aos meus amigos e colegas da faculdade que contribuíram também para a realização desta dissertação.
- Agradeço também à Universidade da Beira Interior pela disponibilização dos recursos necessários à minha formação assim como aos docentes que contribuíram para esta.

Resumo

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de uma ferramenta para medição e grandezas físicas através de um microcontrolador, um sensor de temperatura, um sensor de corrente e um sensor de tensão. O sistema é projetado para aquisição de sinais em um sistema elétrico monofásico, tendo a capacidade de realizar a medição da corrente e tensão eficaz assim como a temperatura ambiente. É descrito a constituição do microcontrolador MSP430F5529 usado neste projeto assim como os sensores utilizados e os seus circuitos de aquisição. Ao longo da dissertação são também apresentados os algoritmos usados para o cálculo das grandezas físicas assim como o software utilizado.

Palavras-chave

Medição de grandezas físicas, MSP430F5529, Sistemas de aquisição, Sensores.

Abstract

This paper presents the development of a tool for measuring physical quantities and by a microcontroller, a temperature sensor, a current sensor and a voltage sensor. The system is designed for signal acquisition in a single-phase electrical system having the ability to measure the current and rms voltage as the ambient temperature. The constitution of the MSP430F5529 microcontroller used in this project as well as the sensors used and their channels of acquisition is described. Throughout the dissertation are also presented algorithms used for the calculation of physical quantities as well as the software used.

Keywords

Measurement of physical quantities, MSP430F5529, acquisition systems, sensors.

Índice

Capítulo 1.....	1
Introdução	1
1.1. Apresentação.....	1
1.2. Objetivos	1
1.3. Enquadramento	1
1.4. Organização da dissertação.....	2
Capítulo 2.....	3
Conceitos fundamentais sobre sistemas elétricos AC monofásicos	3
2.1. Definições de Potência em regime sinusoidal	3
2.1.1. Potência ativa.....	5
2.1.2. Potência reativa.....	6
2.1.3. Potência aparente	6
2.1.4. Fator de potência.....	7
2.2. Definições de Potência em regime não sinusoidal.....	7
2.2.1. Potência instantânea.....	9
2.2.2. Potência ativa.....	10
2.2.3. Potência reativa.....	10
2.2.4. Potência aparente	12
2.2.5. Fator de potência.....	13
Capítulo 3.....	14
Métodos de medição de grandezas elétricas básicas	14
3.1. Tensão.....	14
3.1.1. Voltímetros eletrônicos.....	15
3.1.2. Transformadores de Tensão	15
3.2. Corrente	17
3.2.1. Método Resistivo	17
3.2.2. Método Magnético	20
3.2.3. Método Transistor.....	29
3.3. Comparação dos métodos e desempenho	30
Capítulo 4.....	31
Protocolo Zigbee.....	31
4.1. Introdução	31
4.2. Arquitetura Zigbee/IEEE 802.15.4	31
4.2.1. Camada Física (PHY)	33
4.2.2. Camada de Acesso ao Meio (MAC)	34
4.2.3. Atribuições de canais	34
4.2.4. Detecção de energia.....	35
4.3. Tipo de dispositivos	36
4.4. Topologias de rede.....	37
4.5. Formato tramas de dados	38
4.6. Endereçamento.....	39
4.7. Comparação com outras normas de comunicação sem fios	39
Capítulo 5.....	41
Execução prática	41
5.1. Diagrama geral.....	41
5.2. Aquisição de sinal.....	42
5.2.1. Considerações sobre amostragem de sinais	42
5.2.2. Filtros	43

5.2.3. Sensor de corrente ACS712	46
5.2.4. Sensor de tensão LV 25-400	51
5.2.5. Sensor de temperatura LM35	52
5.3. Unidade microcontrolador MSP430f5529	53
5.3.1. CPU	54
5.3.2. Instruções	56
5.3.3. Memória	58
5.3.4. Portos de Entrada/Saída	59
5.3.5. Temporizador Watchdog (WDT)	60
5.3.6. Timer A e B	62
5.3.7. Hardware	63
5.3.8. ADC	68
5.4. Comunicação Zigbee com rádio CC2530	71
5.4.1. Características principais.....	71
5.4.2. Desenvolvimento Z-stack.....	73
5.5. Firmware	73
5.5.1. Ambiente de desenvolvimento Code Composer Studio (CCS)	73
5.5.2. Configuração do Relógio	75
5.5.3. Configuração do ADC.....	75
5.5.4. Configuração do Timer	75
5.5.5. Display LCD	76
Capítulo 6.....	77
Realização experimental	77
6.1. Procedimento experimental.....	77
6.2. Aquisição e medição da temperatura	77
6.3. Aquisição e medição da forma de onda da corrente.....	78
Capítulo 7	81
Conclusões e Trabalhos futuros	81
Referências bibliográficas	83
ANEXO A	85
ANEXO B	86

Lista de Figuras

- Figura 1 - Potência instantânea em uma carga resistiva
- Figura 2 - Triângulo de potências
- Figura 3 - Contador eletrônico
- Figura 4 - Circuito equivalente do transformador
- Figura 5 - Transformador de tensão
- Figura 6 - Potência dissipada vs corrente medida
- Figura 7 - Detecção de corrente com sensor resistivo externo
- Figura 8 - Detecção de corrente com resistência interna de um indutor
- Figura 9 - Método de medição magnético
- Figura 10 - Transformador corrente
- Figura 11 - Circuito básico do transformador de corrente
- Figura 12 - Bobina Rogowski
- Figura 13 - Princípio efeito de Hall
- Figura 14 - Sensor de efeito de Hall com malha aberta
- Figura 15 - Curva B-H para o sensor de Hall de malha aberta
- Figura 16 - Sensor de efeito de Hall com malha aberta com multi-espiras no primário
- Figura 17 - Sensor de efeito de Hall com malha fechada
- Figura 18 - Combinação do sensor de Hall com malha aberta e transformador de corrente
- Figura 19 - Largura de banda proporcionada pela combinação do sensor de efeito de Hall com malha aberta e o transformador de corrente
- Figura 20- Camadas de rede do protocolo ZigBee
- Figura 21 - Estrutura de pacotes ZigBee
- Figura 22 - Topologia de rede em estrela
- Figura 23 - Topologia de rede ponto-a-ponto
- Figura 24 - Topologias da rede
- Figura 25 - Divisão das redes sem fio
- Figura 26 - Estrutura da ferramenta desenvolvida
- Figura 27 - Amostragem de sinais com período de amostragem T_s
- Figura 28 - Amostragem de sinais com período de amostragem $2T_s$
- Figura 29 - Resposta ideal de um filtro passa-baixo
- Figura 30 - Resposta ideal de um filtro passa-alto
- Figura 31 - Resposta ideal de um filtro passa-banda
- Figura 32 - Curvas de resposta Chebychev, Elíptico, Butterworth e Bessel
- Figura 33 - Resposta filtro Bessel
- Figura 34 - Resposta filtro Butterworth
- Figura 35 - Resposta filtro Bessel 2.5kHz
- Figura 36 - Resposta filtro Butterworth 2.5kHz
- Figura 37 - Sensor de tensão LV 25-400

Figura 38 - Sensor de corrente (Demo Board)

Figura 39 - Efeito de Hall

Figura 40 - Diagrama de pinos do sensor de corrente

Figura 41 - Gráfico frequência/ganho do filtro Bessel

Figura 42 - Sinal à entrada do filtro (curva verde) e à saída (curva azul)

Figura 43 - Gráfico FFT do filtro Bessel

Figura 44 - Sensor de Temperatura LM35 (PinOut)

Figura 45 - Filtro gerado para sensor de temperatura

Figura 46 - Representação da tensão de saída sem filtro (canal 2 a azul) e com filtro (canal 1 a amarelo)

Figura 47 - Módulo MSP430F5529

Figura 48 - Diagrama de blocos CPU

Figura 49 - Registo de estado

Figura 50 - Formato das instruções de um operador

Figura 51 - Formato das instruções de dois operadores

Figura 52 - Formato das instruções de salto

Figura 53 - Mapa de memória do MSP430

Figura 54 - Diagrama de blocos WatchdogTimer

Figura 55 - Diagrama de blocos

Figura 56 - eZ-FET lite Emulator

Figura 57 - On-board USB

Figura 58 - Fonte de alimentação MSP430f5529

Figura 59 - Jumpers de isolamento

Figura 60 - USB BSL

Figura 61 - Diagrama de blocos do ADC

Figura 62 - Diagrama de blocos CC2530

Figura 63- Figura exemplificativa de criação de um projeto CCS

Figura 64 - Definição do tipo de projeto

Figura 65 - Resposta do Timer a uma frequência de amostragem de 25kHz

Figura 66 - LCD 320x240

Figura 67 - Imagem representativa do display

Figura 68 - Ligação MSP430/LM35

Figura 69 - Amostra canal A0

Figura 70 - Display amostra da temperatura

Figura 71 - Ligação MSP430/Sensor de corrente

Figura 72 - Forma de onda da corrente: ferro de engomar

Figura 73 - Gráfico representativo da amostra do canal A0

Figura 74 - Forma de onda da corrente: torradeira

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Comparação do desempenho dos métodos de medição da corrente

Tabela 2 - Atribuição de canais

Tabela 3 - Características Wi-Fi, Bluetooth e ZigBee

Tabela 4 - Gerador de constantes

Tabela 5 - Conjunto de instruções de um operador

Tabela 6 - Modos de endereçamento do registo de origem

Tabela 7 - Conjunto de instruções de dois operadores

Tabela 8 - Conjunto de instruções de salto

Tabela 9 - Modos de funcionamento do temporizador

Tabela 10 - Modos de saída do temporizador

Tabela 11 - Comportamento dos leds do emulador

Tabela 12 - Conexões dos *jumpers* de isolamento

Lista de Acrónimos

AC	Corrente Alternada
ADC	Conversor Analógico-Digital
ALU	Arithmetic Logic Unit
APL	Application Layer
CC	Corrente Contínua
CCA	Clear Channel Assessment
CPU	Central Processing Unit
CS	Carrier Sense
CSMA-CA	<i>Carrier Sense Multiple Acces with Collision Avoidance</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ED	Deteção de energia
FFDs	Full Function Devices
GIE	Global Interrupt Enable
HAL	Hardware Abstraction Layer
HRF	Home Radio Frequency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LQI	Indicador de qualidade de ligação
MAC	Medium Access Control
NWK	Network Layer
OSAL	Operating System Abstraction Layer
OSI	Open System Interconnect
PC	<i>Program Counter</i>
PDU	Protocol Data Units
RFDs	Reduced Function Device
SoC	System-on-Chip
SP	<i>Stack Pointer</i>
SR	<i>Status Register</i>
THD	Distorção Harmónica Total
WDT	Watchdog Timer
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wirless Metropolitam Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo são apresentados os objetivos desta dissertação e uma apresentação do trabalho assim como a forma que se encontra estruturada.

1.1. Apresentação

A realização desta dissertação levou ao estudo de vários temas que interligados originaram o trabalho final. Para a realização deste trabalho foram necessárias diversas ferramentas. Um microcontrolador, MSP430F5529 que se encontra inserido numa plataforma de desenvolvimento o LaunchPad, da Texas Instruments (TI) e vários sensores, nomeadamente o sensor de temperatura, sensor de tensão e de corrente. Para a programação, obtenção e visualização dos resultados obtidos foi ainda necessário recorrer à utilização do software Code Composer Studio (CCS).

1.2. Objetivos

Esta dissertação tem como principal objetivo a sensibilização para uma utilização racional da energia elétrica, com a medição de grandezas físicas. A necessidade da criação de uma ferramenta com a capacidade de mostrar ao consumidor os seus consumos de energia elétrica é muito importante. De modo geral esta ferramenta consiste na elaboração de um circuito capaz de medir a tensão e corrente na carga assim como a temperatura ambiente. Pretende-se também analisar a interligação de uma carga com a rede através da utilização de filtros ativos. A simulação de circuitos eletrónicos é uma ferramenta essencial na aplicação dos mesmos.

1.3. Enquadramento

O processo de medição e registo de energia consumida sofreu grandes mudanças ao longo dos anos. Nos dias de hoje, na maioria das habitações ainda são usados os contadores de energia eletromecânicos. O uso destes contadores necessita que uma pessoa se desloque às habitações para proceder à leitura dos consumos, embora atualmente os contadores digitais também necessitem desse serviço. Os contadores eletromecânicos, foram os primeiros a surgir no mercado para proceder à medição da energia elétrica. Galileo Ferraris desenvolveu a teoria de funcionamento destes contadores, que funcionam pelo princípio da indução

magnética, em que a corrente elétrica que circula no sistema percorre bobinas, que por sua vez induzem o movimento de um elemento girante com uma velocidade proporcional à energia medida. Os contadores eletromecânicos ainda usados consistem em um pequeno motor elétrico, em que o rotor é tipicamente um elemento girante. Uma componente da corrente de fase com a tensão produz binário que faz rodar o elemento com uma velocidade proporcional à potência, sendo o número de voltas proporcional então à energia consumida.

A desvantagem dos contadores eletromecânicos em relação aos contadores digitais é a precisão de medida, em que os digitais têm uma maior precisão. Em 2008 a EDP apresentou o projeto InovGrid, que tem como objetivo a implementação de uma rede elétrica inteligente que permite ao consumidor saber em tempo real o consumo de energia na sua habitação. O projeto InovGrid é um projeto piloto no âmbito da proposta da Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos (ERSE) para a modernização das linhas de distribuição não tendo como objetivo a substituição dos contadores atuais. Portugal deu um passo na evolução dos contadores mas continua em constante evolução.

1.4. Organização da dissertação

Esta dissertação está estruturada em 7 capítulos. O primeiro capítulo é referente à introdução em que são apresentados os objetivos e motivações do trabalho. No segundo capítulo são apresentados os conceitos fundamentais de sistemas elétricos monofásicos de corrente alternada. No terceiro capítulo são abordados os métodos de medição de grandezas elétricas, nomeadamente da tensão e corrente. O quarto capítulo é dedicado ao protocolo Zigbee. No quinto capítulo é explicada toda a execução prática do trabalho. No sexto capítulo é apresentada a realização experimental resultante e, por último, o sétimo capítulo refere-se à conclusão do trabalho e as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos fundamentais sobre sistemas elétricos AC monofásicos

Convencionalmente as cargas elétricas subdividem-se em resistivo, indutivo e capacitivo. Cada uma destas cargas quando sujeita a uma diferença de potencial AC sinusoidal gera uma corrente com a mesma envolvente sinusoidal, esta é a particularidade que se atribui aos equipamentos elétricos lineares. Anteriormente as cargas lineares constituíam a esmagadora maioria dos equipamentos conectados à rede de baixa tensão, porém com o advento da eletrônica, primeiro na indústria e depois nas residências, os equipamentos elétricos sofreram uma revolução tecnológica profunda. Ao longo do tempo a corrente elétrica foi ganhando uma envolvente pouco parecida com a clássica curva sinusoidal. À medida que se acentuava a nova tendência tecnológica, o impacto sobre a envolvente da corrente aumentava, a distorção da onda sinusoidal. Consequentemente este fenómeno também se alastrou à tensão de alimentação, dado que as linhas de distribuição têm impedância diferente de zero. Hoje este fenómeno é largamente conhecido como harmónicos de corrente ou harmónicos de tensão, estando invariavelmente associado às chamadas cargas não lineares. Com a proliferação dos harmónicos, os métodos convencionais de determinação das componentes de potência tornaram-se “imprecisos” porque ignoram a contribuição dos harmónicos [1].

Este capítulo é reservado ao estudo das componentes de potência num sistema elétrico monofásico. O tratamento matemático seguido diferencia o regime sinusoidal do regime não sinusoidal. Por forma a valorizar o tema, houve preocupação em situar a discussão em conformidade com um quadro de definições homologadas por normas internacionais. A fonte primária de consulta teve por base a norma americana IEEE Std 1459-2010 [2]. Enquanto as componentes de potência em regime sinusoidal são do conhecimento geral e aceites universalmente, o mesmo não se verifica quando a distorção harmónica é significativa. O capítulo termina com uma breve abordagem sobre as questões em aberto nomeadamente a componente de potência reativa em regime não sinusoidal.

2.1. Definições de Potência em regime sinusoidal

Num sistema monofásico com uma fonte de tensão sinusoidal e uma carga linear, a tensão e corrente sinusoidal são representadas, respetivamente por:

$$v = \sqrt{2}V_{ef} \sin(\omega t) \quad i = \sqrt{2}I_{ef} \sin(\omega t - \phi) \quad (\text{Equação 2.1})$$

Onde V_{ef} representa o valor eficaz da tensão (V), I_{ef} é o valor eficaz da corrente (A), ω é a frequência angular $2\pi f$ (rad/s), ϕ representa o ângulo de fase entre a corrente e a tensão (rad) e t é o tempo (s).

A potência instantânea é dada pelo produto da tensão e da corrente instantânea em Watt (W)

$$\begin{aligned} p &= v i = 2V_{ef}I_{ef} \sin(\omega t) \sin(\omega t - \phi) \\ &= V_{ef}I_{ef} \cos \phi - V_{ef}I_{ef} \cos(2\omega t - \phi) \end{aligned} \quad (\text{Equação 2.2})$$

que se pode reescrever em uma equação com dois termos:

$$p = \underbrace{V_{ef}I_{ef} \cos \phi [1 - \cos(2\omega t)]}_{p_a} - \underbrace{V_{ef}I_{ef} \sin \phi \sin(2\omega t)}_{p_q} \quad (\text{Equação 2.3})$$

onde :

$$p_a = P[1 - \cos(2\omega t)] \quad (\text{Equação 2.4})$$

$$p_q = -Q \sin(2\omega t) \quad (\text{Equação 2.5})$$

Em uma instalação monofásica a relação entre os ângulos de fase de dois sinais vai determinar se o trânsito é constituído por uma ou duas formas de potência. A componente p_a define a potência ativa instantânea produzida pela componente ativa da corrente, onde o termo da corrente que se encontra em fase com a tensão. O trânsito de energia tem o sentido da fonte para a carga.

$$p = p_a \quad (\text{Equação 2.6})$$

A componente p_q representa a potência reativa instantânea produzida pela componente reativa da corrente. Neste caso, a energia circula nos dois sentidos, por isso, a energia nunca é consumida pela carga. Este comportamento está associado a cargas do tipo capacitivo, onde a corrente está em avanço em relação à tensão ou do tipo indutivo, onde a corrente está em atraso em relação à tensão [3] [4].

$$p = p_q \quad (\text{Equação 2.7})$$

A energia associada a cada um dos trânsitos de potência referidos é expressa pela integração:

$$w_a = \int p_a dt \quad (\text{Equação 2.8})$$

$$w_q = \int p_q dt \quad (\text{Equação 2.9})$$

2.1.1. Potência ativa

A potência ativa (P) é o valor médio da potência ativa instantânea (p_a) durante o intervalo de tempo da medição T . A unidade de medida da potência ativa no Sistema Internacional (SI) é o Watt (W).

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T p_a dt \quad (\text{Equação 2.10})$$

A resolução da equação em ordem ao tempo leva à expressão seguinte:

$$P = V_{ef} I_{ef} \cos \phi \quad (\text{Equação 2.11})$$

Nesta expressão é de notar a dependência do ângulo de defasamento, se $\phi = 90^\circ$ a potência dissipada é zero, enquanto se $\phi = 0^\circ$ o trânsito de energia é convertido em potência útil. Numa carga resistiva, a potência instantânea oscila entre a quantidade nula e um máximo dado pelo produto $V \cdot I$, ilustrado na figura 1.

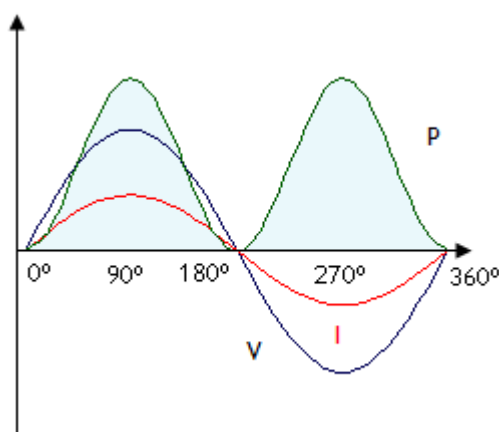


Figura 1 - Potência instantânea em uma carga resistiva

A potência instantânea neste caso nunca é negativa, pois o sinal de tensão encontra-se em fase com o sinal de corrente [3].

2.1.2. Potência reativa

A magnitude da potência reativa (Q) é igual à amplitude da potência reativa instantânea (p_q).

A unidade de medida da potência reativa é VAr (Volt-Ampere reativo).

$$Q = \frac{1}{T} \oint_0^T v \frac{dv}{dt} dt \quad (\text{Equação 2.12})$$

A resolução da equação em ordem ao tempo leva à expressão seguinte:

$$Q = V_{ef} I_{ef} \sin \phi \quad (\text{Equação 2.13})$$

Para a caracterização da carga deve ser adotado um sinal para o ângulo de defasamento ϕ . A amplitude é máxima com um ângulo $\phi = 90^\circ$. Se a carga é indutiva, então $Q > 0$ e ϕ é positivo. Se a carga é capacitiva, então $Q < 0$ logo ϕ é negativo. Se ocorrer sincronismo nas duas fases a amplitude é sempre nula [4].

A potência instantânea pode ser então reescrita da seguinte forma

$$p = P[1 - \cos(2\omega T)] - Q \sin(2\omega t) \quad (\text{Equação 2.14})$$

2.1.3. Potência aparente

A potência aparente (S) é definida como o produto da raiz quadrada da tensão e da corrente eficaz. A unidade de medida da potência aparente é VA (Volt-Ampere).

$$S = VI \quad (\text{Equação 2.15})$$

A relação entre S e as grandezas P e Q é outra forma de cálculo da potência aparente:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (\text{Equação 2.16})$$

Através do triângulo de potências (figura 2) é possível relacionar as três potências. A potência aparente de uma carga monofásica pode ser interpretada como a potência ativa máxima que pode ser transmitida através da mesma linha de fornecimento de energia [3] [4].

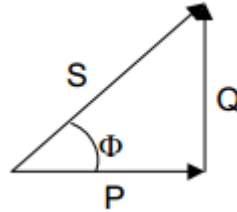


Figura 2 - Triângulo de potências

2.1.4. Fator de potência

O fator de potência λ (FP) define a relação entre a energia transmitida para a carga sobre o máximo de energia que pode ser transmitida.

$$\lambda = FP = \cos \phi = \frac{P}{S} \quad (\text{Equação 2.17})$$

O fator de potência é expresso em um número adimensional entre 0 e 1. Quando o fator de potência é 0 o fluxo de energia é totalmente reativo enquanto se o fator de potência é 1 a energia total fornecida pela fonte é consumida pela carga. O fator de potência é igual a $\cos \phi$ em regime sinusoidal [2]. Se o fator de potência for próximo de 1 o uso da energia elétrica é eficiente. Se o fator de potência corresponder a valores próximos de 0 indica que o uso da energia elétrica não é eficiente e poderá representar sobrecargas no sistema elétrico [5].

2.2. Definições de Potência em regime não sinusoidal

Tipicamente a forma de onda da corrente pedida pelas cargas não lineares depende do processo de conversão da potência AC em potência DC. A distorção da forma de onda será tanto mais acentuada quanto mais se afastar da forma característica sinusoidal. Para a definição de potência em regime não sinusoidal a norma propõe a decomposição dos sinais de tensão e corrente em termos fundamentais (v_1 e i_1) e termos harmônicos (v_H e i_H).

$$v = v_1 + v_H \quad \text{e} \quad i = i_1 + i_H \quad (\text{Equação 2.18})$$

Onde

$$v_1 = \sqrt{2V_1} \sin(\omega t - \alpha_1) \quad (\text{Equação 2.19})$$

$$i_1 = \sqrt{2I_1} \sin(\omega t - \beta_1) \quad (\text{Equação 2.20})$$

$$v_H = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad (\text{Equação 2.21})$$

$$i_H = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_h) \quad (\text{Equação 2.22})$$

Os seus valores eficazes correspondentes são dados por:

$$V^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt = V_1^2 + V_H^2 \quad (\text{Equação 2.23})$$

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt = I_1^2 + I_H^2 \quad (\text{Equação 2.24})$$

Onde

$$V_H^2 = V_0^2 + \sum_{h \neq 1} V_h^2 = V^2 - V_1^2 \quad (\text{Equação 2.25})$$

e

$$I_H^2 = I_0^2 + \sum_{h \neq 1} I_h^2 = I^2 - I_1^2 \quad (\text{Equação 2.26})$$

Representam o quadrado do valor eficaz de v_H e i_H , respetivamente.

A taxa de distorção harmónica total (THD) compara a forma de onda do sinal com o termo fundamental desse sinal. A THD permite desta forma descrever o grau de distorção presente no sinal [3] [4]. Para a tensão a distorção harmónica total é dada por:

$$THD_V = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (\text{Equação 2.27})$$

Para a corrente é expressa por:

$$THD_I = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (\text{Equação 2.28})$$

2.2.1. Potência instantânea

A potência pode decompor-se em duas formas de energia como mostra a equação 2.3. O primeiro termo é definido por:

$$p_a = V_0 I_0 + \sum_h V_h I_h \cos \phi_h [1 - \cos(2\omega t - 2\alpha_h)] \quad (\text{Equação 2.29})$$

Corresponde à potência instantânea que é igual à soma da potência ativa harmônica. A potência ativa harmônica de ordem h é originada pela tensão harmônica de ordem h e pela componente harmônica da corrente de ordem h em fase com a tensão harmônica de ordem h . A potência ativa instantânea de ordem h tem dois termos, um termo ativo correspondente à potência harmônica $P_h = V_h I_h \cos \phi_h$ e um termo correspondente à potência harmônica intrínseca $-P_h = \cos(2h\omega t - 2\alpha_h)$, que não contribui para a transferência líquida de energia.

O segundo termo p_q não representa a transferência líquida de energia, no entanto a corrente relacionada com esses componentes inativos provoca perda de potência adicional nos condutores.

$$p_q = - \sum_h V_h I_h \sin \phi_h \sin(2h\omega t - 2\alpha_h) + 2 \sum_n \sum_{\substack{m \\ m \neq n}} V_m I_n \sin(m\omega t - \alpha_m) \sin(n\omega t - \beta_n) \\ + \sqrt{2} V_0 \sum_h I_h \sin(h\omega t - \beta_h) + \sqrt{2} I_0 \sum_h V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad (\text{Equação 2.30})$$

Os ângulos $\phi_h = \beta_h - \alpha_h$ são os ângulos de fase entre os fasores V_h e I_h .

2.2.2. Potência ativa

A definição de potência ativa é dada pela equação 2.6, podendo haver distinção entre dois tipos de potência ativa, expressa por:

$$P = P_1 + P_H \quad (\text{Equação 2.31})$$

Onde P_1 representa a potência ativa fundamental e P_H a potência ativa harmónica.

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T v_1 i_1 dt = V_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (\text{Equação 2.32})$$

Onde V_1 , I_1 e θ_1 são respetivamente o valor eficaz da tensão fundamental, o valor eficaz da corrente fundamental e o ângulo de defasamento.

A potência ativa harmónica é dada por:

$$P_H = V_0 I_0 + \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \phi_h = P - P_1 \quad (\text{Equação 2.33})$$

Onde V_h , I_h e θ_h são respetivamente o valor eficaz da tensão harmónica h , o valor eficaz da corrente harmónica h e o ângulo diferença entre os dois fasores com o mesmo índice harmónico [3].

2.2.3. Potência reativa

A definição de potência reativa em sistemas harmónicos não é consensual, existem várias definições divergentes [4][5]. A norma segue um método baseado na teoria desenvolvida por Budeanu. A potência reativa fundamental é dado em VAR (Volt-ampere reativo) e é expressa por:

$$Q_B = V_1 I_1 \sin \phi_1 + \sum_{h \neq 1} V_h I_h \sin \phi_h \quad (\text{Equação 2.34})$$

Onde o primeiro termo é a potência reativa referida à fundamental e onde os restantes termos contribuem de forma individual em função do índice harmónico.

Segundo Fryze a definição da potência baseia-se na divisão da corrente em dois componentes ortogonais, corrente ativa e corrente reativa.

$$i = i_a + i_r \quad (\text{Equação 2.35})$$

o termo i_a pode ser calculado a partir da potência ativa:

$$i_a = \frac{P}{V^2} \cdot v \quad (\text{Equação 2.36})$$

Então a corrente reativa é dada por:

$$i_r = i - i_a \quad (\text{Equação 2.37})$$

A decomposição da energia sugerida por Fryze é:

$$S^2 = P^2 + Q_f^2 \quad (\text{Equação 2.38})$$

Onde a potência ativa é definida como:

$$P = V \cdot I_a \quad (\text{Equação 2.39})$$

Baseado nas definições e considerações anteriores, a representação da potência reativa proposta é:

$$Q_F = V \cdot I_r = \sqrt{(V \times I)^2 - (V \times I_a)^2} = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (\text{Equação 2.40})$$

Onde Q_F representa a potência reativa definida por Fryze. A principal vantagem da decomposição de Fryze é o facto de fornecer informações precisas sobre a eficiência da fonte.

Segundo Emanuel a principal contribuição para a potência reativa deve-se ao componente fundamental do sinal de tensão. Para a potência reativa propôs a seguinte expressão:

$$Q_1 = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin \phi_1 \quad (\text{Equação 2.41})$$

Baseado nesta definição, pode ser reformulado da seguinte forma:

$$P_C^2 = S^2 - P^2 - Q_1^2 \quad (\text{Equação 2.42})$$

Os termos ativo e reativo podem ser representados por dois termos, a componente fundamental e harmónica:

$$S^2 = (P_1 + P_h)^2 + Q_F^2 \quad (\text{Equação 2.43})$$

onde Q_F representa a potência reativa definida por Fryze. Expressando Q_F como função do termo fundamental e harmónico:

$$Q_F^2 = Q_1^2 + Q_h^2 \quad (\text{Equação 2.44})$$

A potência aparente é então definida como:

$$S^2 = (P_1 + P_h)^2 + Q_1^2 + Q_h^2 \quad (\text{Equação 2.45})$$

Assim que potência reativa foi definida como a adição de dois termos, Q_1 correspondente à potência reativa fundamental e Q_H correspondente à potência reativa harmónica, esta definição tornou-se uma ferramenta eficaz para o controlo de filtros ativos [5].

2.2.4. Potência aparente

A potência aparente é dada pela equação 2.10, podendo ser expressa por:

$$S_1 = V_1 I_1 \quad (\text{Equação 2.46})$$

A potência aparente fundamental S_1 e as componentes P_1 e Q_1 são as quantidades que ajudam na definição do fluxo de energia eletromagnético está associado com a tensão e corrente fundamental.

$$S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (\text{Equação 2.47})$$

A potência aparente não fundamental S_N é aparece definida na norma e expressa-se da seguinte forma:

$$S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2} = \sqrt{D_1^2 + D_v^2 + S_H^2} \quad (\text{Equação 2.48})$$

Onde, $D_1 = V_1$ corresponde à potência de distorção da corrente; $D_v = V_H I_1$ corresponde à potência de distorção da tensão e $S_H = V_H I_H$ corresponde à potência aparente harmónica [4] [5].

2.2.5. Fator de potência

O fator de potência referido à fundamental é:

$$FP_1 = \cos\theta_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (\text{Equação 2.49})$$

O fator de potência global FP inclui a contribuição de todas as potências ativas harmónicas mais a potência ativa fundamental. É dado por:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{S_1^2 + S_N^2}} \quad (\text{Equação 2.50})$$

Capítulo 3

Métodos de medição de grandezas elétricas básicas

Neste capítulo vão ser abordados os métodos de medição da corrente e tensão. Um método de medição consiste numa sequência lógica de operações utilizadas na execução das medições. Existem vários métodos para a medição de grandezas elétricas.

3.1. Tensão

Para a medição da tensão elétrica, o método mais comum é a utilização do voltímetro. A inserção correta de um voltímetro requer a conexão dos seus terminais para os pontos de um circuito elétrico através do qual a tensão tem de ser medida. Numa primeira aproximação, o circuito elétrico equivalente de um voltímetro pode ser representado por uma impedância resistiva Z_V , ou por uma resistência pura R_V , para voltímetros dc. Isto significa que qualquer voltímetro uma vez ligado a um circuito elétrico, extrai uma corrente I_V dada por:

$$I_V = \frac{U}{Z_V} \quad (\text{Equação 3.1})$$

Onde U representa a tensão medida. Quanto maior o valor da impedância interna maior a qualidade do voltímetro, pois não altera significativamente o estado do circuito elétrico em teste. A interação mecânica entre as correntes, uma corrente e um campo magnético ou entre condutores eletrificados foi amplamente adotada no passado para gerar binário mecânico proporcional à tensão ou ao quadrado de tensão a ser medida.

Os efeitos térmicos de uma corrente que flui em um condutor também são usados para medir tensões elétricas, contudo não foram adaptadas tão amplamente como as anteriores. Mais recentemente, a difusão generalizada de dispositivos semicondutores levou ao desenvolvimento dos voltímetros eletrónicos. Os voltímetros eletrónicos atingem a medida requerida pelo processamento de sinal de entrada através de dispositivos eletrónicos semicondutores, podem ser divididos em voltímetros eletrónicos analógicos ou voltímetros eletrónicos digitais [6].

3.1.1. Voltímetros eletrónicos

Os contadores eletrónicos processam o sinal de entrada através de dispositivos semicondutores, com a finalidade de extrair a informação referente à medida pretendida. Um contador eletrónico pode ser representado como um elemento de três portas, como mostra a figura 3.

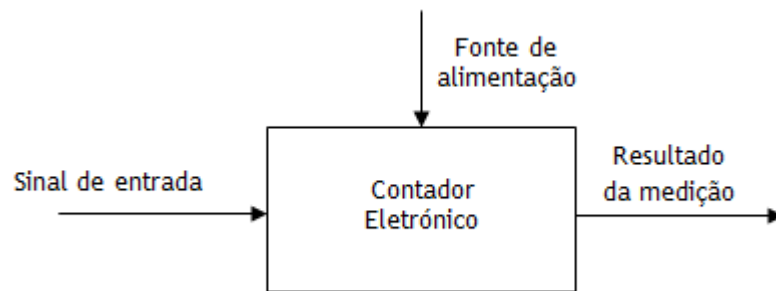


Figura 3 - Contador eletrónico [6]

A porta de sinal de entrada caracteriza-se por uma elevada impedância, de modo a que a fonte do sinal tem uma carga reduzida. O resultado da medição é uma porta de saída que fornece o resultado da medição tanto de forma analógica como digital, dependendo do sinal de entrada processado. A porta referente à fonte de alimentação é uma porta de entrada em que flui energia elétrica necessária para alimentar os dispositivos. Uma das principais características de um contador eletrônico é o facto de exigir uma fonte de alimentação externa. Embora pareça uma desvantagem, desta forma a energia necessária para a medição já não é retirada a partir da fonte do sinal. O desempenho de alto nível dos dispositivos eletrónicos modernos, produzem medições que são tão precisas como os medidores eletromecânicos com mais precisão. Os dispositivos eletrónicos são mais baratos que os contadores eletromecânicos e estão gradualmente a substituí-los em muitas aplicações. Dependendo da forma de como o sinal de entrada é processado, os medidores eletrónicos são divididos em analógicos e digitais.

3.1.2. Transformadores de Tensão

Sempre que os valores de tensão são demasiados elevados para permitir a conveniente medição através de instrumentos, como os voltímetros referidos anteriormente, a medição é feita por meio de transformadores.

O transformador pode ser representado pelo circuito equivalente da figura 4.

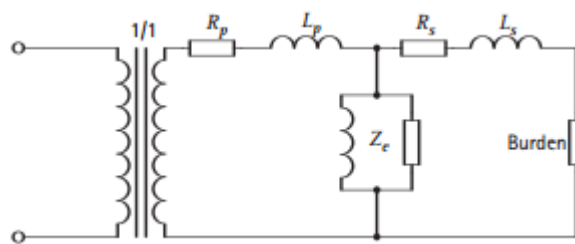


Figura 4 - Circuito equivalente do transformador [7]

A razão para transformar a tensão de distribuição é que as tensões mais elevadas implicam correntes mais baixas e, por conseguinte, menores perdas ao longo da rede. Estas tensões elevadas de transmissão são então reduzidas a um nível de tensão muito menor e mais seguro através do transformador de tensão. Um transformador basicamente é um dispositivo elétrico passivo eletromagnético que funciona com base no princípio da lei da indução de Faraday através da conversão de energia elétrica. Os transformadores são capazes de aumentar ou reduzir a tensão e os níveis atuais de seu fornecimento, sem modificar sua frequência, ou a quantidade de energia elétrica que está a ser transferida de um enrolamento para outro através do circuito magnético. Um transformador de tensão monofásico consiste basicamente em duas bobinas elétricas, um chamado de enrolamento primário e outro chamado de enrolamento secundário. Num transformador de tensão monofásica o primário é geralmente o lado com a tensão mais elevada. Estas duas bobinas não estão em contacto elétrico uma com a outra, mas encontram-se enroladas em torno de um circuito fechado de ferro magnético comum chamado de núcleo. Este núcleo de ferro não é sólido, mas feito de lâminas individuais ligados entre si para ajudar a reduzir as perdas. Os dois enrolamentos de bobinas estão eletricamente isolados uns dos outros, mas são magneticamente ligados através do núcleo comum permitindo que a energia elétrica a ser transferida a partir de uma bobina para a outra. Quando uma corrente elétrica passa através do enrolamento primário, um campo magnético é desenvolvido que induz uma tensão no enrolamento secundário como mostrado na figura 5.

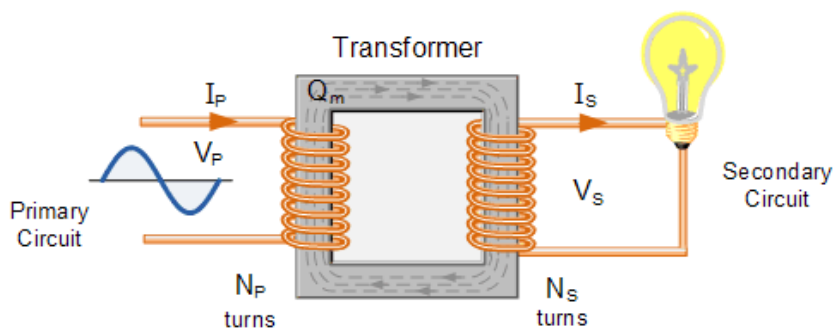


Figura 5 - Transformador de tensão [7]

3.2. Corrente

Os métodos e componentes de medição da corrente devem proporcionar um sinal de saída preciso, assim como prevenir danos nas placas de circuito impresso associado. A detecção de energia é utilizada para realizar duas funções essenciais do circuito. A medição da corrente que flui num circuito, podendo ser usada para tomar decisões sobre desligar cargas periféricas de modo a economizar energia e uma segunda função que determina quando existe uma condição de excesso ou falha. Existem basicamente três métodos de medição da corrente: dois métodos diretos, resistivo e transistor e um método indireto denominado de magnético. Cada método tem as suas vantagens mas também tem desvantagens que podem comprometer a fiabilidade da aplicação [6].

3.2.1. Método Resistivo

O método resistivo é o mais simples e barato método básico de detecção de corrente, assim como o método mais linear e preciso. Inserindo uma resistência no percurso da corrente tem a vantagem de que a conversão de corrente em tensão de forma linear segue por natureza a lei de Ohm $V = R \cdot I$. Uma desvantagem deste método é a introdução de uma resistência adicional a um circuito elétrico, que pode resultar como perda de potência. Uma vez que a potência dissipada é uma função quadrada da resistência ($P = I^2 \cdot R$), esta perda de energia aumenta com a função exponencial da corrente, e por isso o método resistivo é raramente utilizado além de aplicações de baixa/média corrente. A figura 6 mostra a dissipação de energia que se acumula num circuito que monitoriza a corrente resistiva.

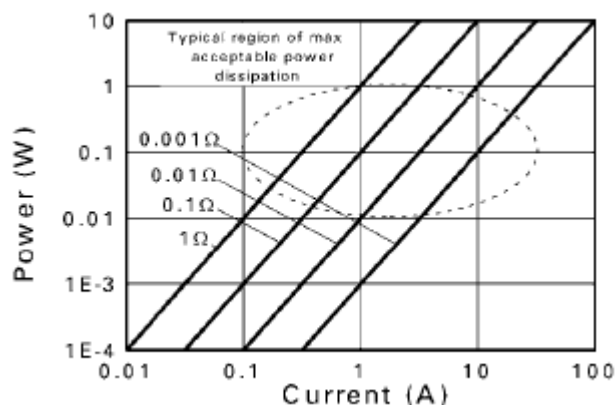


Figura 6 - Potência dissipada vs corrente medida [8]

De acordo com a lei de Ohm, quando a corrente flui através de uma resistência visualiza-se uma tensão através desta. Portanto, a resistência pode ser usada para medir a corrente num circuito e traduzi-la numa tensão. Este sinal de tensão é representado pela corrente, que pode ser facilmente medido e monitorizado pelo circuito de controlo. No sensor resistivo, a resistência utilizada para a medição da corrente, deve ter um baixo valor para minimizar o consumo de energia [9].

3.2.1.1. Sensor de corrente resistivo

Este método caracteriza-se por ser um método direto de medição de corrente e tem como vantagem a sua simplicidade e linearidade. A corrente da resistência é colocada em linha com a corrente a ser medida e o fluxo da corrente resultante faz com que uma pequena quantidade de energia seja convertida em calor. Esta conversão de energia fornece o sinal de tensão. Além da simplicidade e linearidade, a resistência em sentido da corrente atual é uma solução de baixo custo e não sofre de instabilidade térmica, com um coeficiente de temperatura da resistência estável ($TCR < 0.01\%/^{\circ}C$) [10]. O circuito de deteção de corrente para um conversor dc-dc com um sensor resistivo externo R_{sense} é mostrado na figura 7. R_{sense} atua como um conversor de corrente-tensão.

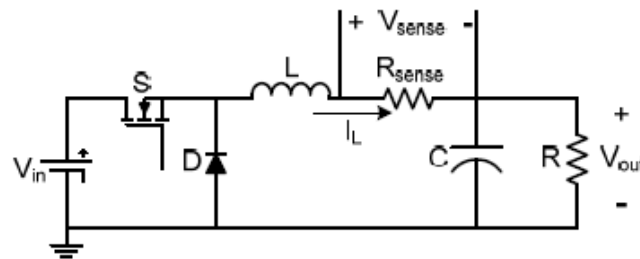


Figura 7 - Deteção de corrente com sensor resistivo externo [9]

Se o valor de R_{sense} tem tolerância restrita, esta técnica é precisa para baixos valores de corrente. Quando R_{sense} é atravessado por uma corrente do indutor I_L , esta corrente é detetada pela medição da tensão V_{sense} através do sensor resistivo R_{sense} , de acordo com a figura 7. A corrente I_L , é dada por:

$$I_L = \frac{V_{sense}}{R_{sense}} \quad (\text{Equação 3.2})$$

Este método, devido à sua simplicidade e precisão é usado para a correção do fator de potência e proteção de sobrecorrente. Os critérios para a seleção de R_{sense} são, a queda de tensão, precisão, eficiência e dissipação de energia, indutância parasita e o custo. A desvantagem desta técnica é a perda de potência constituída pela resistência R_{sense} . Logo, este método torna-se ineficiente para conversores dc-dc. Além disso, ele não fornece

isolamento na medição das tensões transitórias sobre a carga, um filtro de ruído seria necessário para reduzir o ruído no sinal de saída, que afetaria a largura de banda do sistema. Se a resistência R_{sense} for colocada ao lado da carga, esta apenas dá informação sobre a corrente de saída. A medição da corrente de entrada é necessária para obter o posicionamento da tensão nos reguladores de tensão [9].

3.2.1.2. Indutor de resistência DC

A resistência DC de um indutor pode também ser utilizada para proporcionar a medição da corrente resistiva. Este método é considerado como não tendo perdas, devido ao baixo valor da resistência do cobre, tipicamente $<1\text{m}\Omega$ e permite a utilização secundária de um componente existente. Em aplicações de corrente mais elevada, por exemplo em uma corrente de 30 A (Ampère) daria um sinal de 30mV para um valor de resistência de $1\text{m}\Omega$. Este método tem então dois inconvenientes. O primeiro em que o cobre tem um elevado coeficiente de temperatura da resistividade (TCR) de cerca de $0.39\%/^{\circ}\text{C}$, que faz com que o valor da resistência tenha um aumento de 39% para 100°C , acima da temperatura ambiente. Devido ao elevado coeficiente TCR, a temperatura deve ser monitorizada e compensada para proporcionar uma medição de corrente aceitável. O segundo inconveniente é devido à variação na resistência do cobre provocada pelas variações dimensionais [10].

Para evitar o uso do sensor resistivo e para reduzir a perda de potência gerada, é usado um indutor para a deteção de corrente, como é representado na figura 8. Este método é apropriado para conversores de potência de baixa tensão. A resistência em série com o indutor é a resistência interna ou a resistência de corrente contínua no enrolamento do indutor.

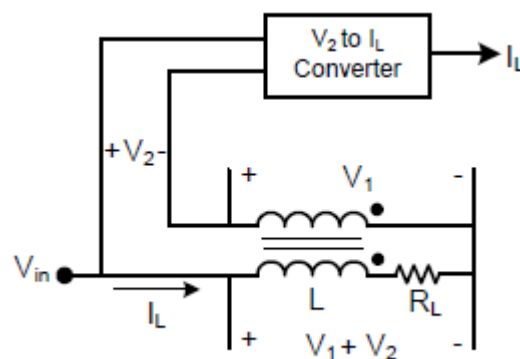


Figura 8 - Deteção de corrente com resistência interna de um indutor [9]

A tensão através do indutor principal é dada por duas tensões, V_1 e V_2 que se expressam da seguinte forma:

$$V_L = V_1 + V_2 = L \frac{dI_L}{dt} + I_L R_L \quad (\text{Equação 3.3})$$

Um enrolamento de número igual de voltas e carregamento mínimo de corrente é acoplado com o indutor principal, como mostra a figura 8. A tensão através do enrolamento suplementar é dada por V_1 , devido ao número igual de voltas. Se as tensões de ambos os enrolamentos são adicionadas, a tensão resultante é dada simplesmente por $I_L R_L$. A desvantagem deste método é que a corrente medida é imprecisa pois V_2 que é a diferença entre dois grandes valores de tensão, é muito pequena [9].

3.2.2. Método Magnético

O método magnético caracteriza-se por ser um método indireto. Este método oferece isolamento magnético e deteta diretamente a sua corrente, sem ter necessidade de recorrer a uma resistência de deteção de corrente. O método magnético, ilustrado na figura 9, geralmente utiliza um transformador de corrente que produz uma tensão de saída proporcional à corrente.

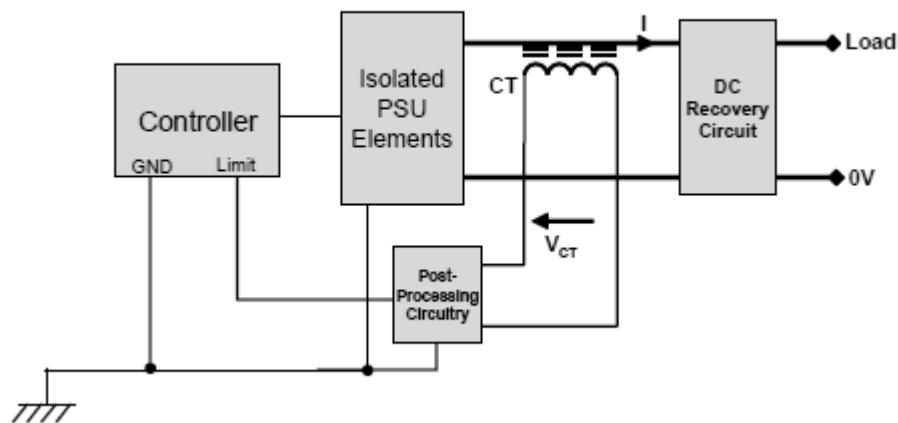


Figura 9 - Método de medição magnético [8]

Este método apenas pode ser usado nas medições de corrente alternada. A utilização deste método é mais preciso a altas frequências, isto porque o transformador de corrente que seria necessário em baixa frequência seria muito volumoso e teria um custo muito elevado o que tornaria esta solução bastante inviável. A principal vantagem deste método é por se caracterizar uma técnica relativamente sem perdas, o que se torna muito útil para controlar correntes muito elevadas [8].

3.2.2.1. Transformador de corrente

O transformador de corrente caracteriza-se por duas bobinas indutivas, que são eletricamente separadas mas magneticamente ligadas, como mostra a figura 10. Se uma bobina for conectada a uma fonte de corrente alternada, a maioria das quais se encontra conectada a outra bobina, produzem mutuamente uma força eletromotriz de acordo com a lei de Faraday da indução eletromagnética.

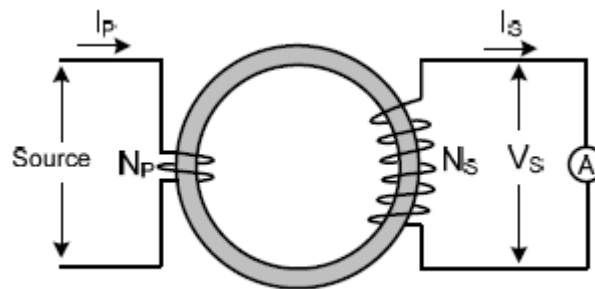


Figura 10 - Transformador corrente [9]

O transformador de corrente tem então uma bobina primária e uma bobina secundária. Se o secundário do transformador de corrente está fechado, a energia elétrica é magneticamente transferida do primário para o secundário. Para um transformador ideal sem carga, o secundário induzido é a mesma que a tensão ao terminal secundário [9]. A relação entre as tensões primárias e secundárias, correntes e número de voltas dos enrolamentos é dada por:

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{I_S}{I_P} = \frac{N_P}{N_S} \quad (\text{Equação 3.4})$$

Onde, V_P e V_S correspondem aos terminais de tensão primário e secundário, I_P e I_S correspondem aos enrolamentos primário e secundário da corrente e N_P e N_S são o número de voltas dos enrolamentos do primário e do secundário, respetivamente.

Numa aplicação típica, o esquema básico do transformador de corrente, com apenas uma volta no enrolamento primário, é dado pela figura 11.

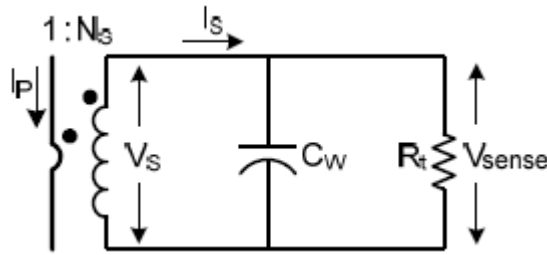


Figura 11 - Circuito básico do transformador de corrente [9]

O primário é formado por um fio a partir do qual uma corrente desconhecida passa através deste. O secundário tem um elevado número de voltas e este termina por terminação ou carga resistiva R_t . Se o número de espiras no secundário for muito grande, haverá uma capacitância entre enrolamentos significativa. Além do enrolamento primário e secundário, a capacitância C_W é também adicionado ao modelo do transformador de corrente. Neste caso a relação entre as correntes I_P e I_S é dada por:

$$\frac{I_S}{I_P} = \frac{1}{N_S} \quad (\text{Equação 3.5})$$

A tensão de saída no secundário V_{sense} do transformador de corrente é proporcional à resistência R_t baseado na corrente que flui através dele. A tensão através do secundário é dada por:

$$V_{sense} = I_S R_t = \frac{I_P}{N_S} R_t \quad (\text{Equação 3.6})$$

O transformador de corrente tem várias vantagens. Ele fornece isolamento da tensão de linha, oferece uma medição da corrente sem perdas e o sinal da tensão pode ser grande proporcionando uma medição imune de ruídos. Este método de medição é também considerado sem perdas, pois a corrente do circuito passa através dos enrolamentos de cobre com muitas pequenas perdas resistivas. No entanto, uma pequena quantidade de energia é perdida devido às perdas do transformador a partir da resistência da carga e perdas no núcleo [10].

3.2.2.2. Bobina Rogowski

A bobina de Rogowski é comumente usada na medição da corrente transitória na indústria, energia elétrica e energia pulsada, com a capacidade de medir grandes correntes (mais de 1MA) sem saturar [11]. A bobina de Rogowski é semelhante ao transformador de corrente, em

que a tensão é induzida no enrolamento secundário, sendo proporcional ao fluxo de corrente através de um condutor isolado. A diferença é que a bobina Rogowski, ilustrada na figura 12, em vez de um núcleo de ferro é baseada em bobinas de ar ou sem ferro com centenas ou milhares de espiras. O design do núcleo de ar tem uma indutância menor dando uma resposta mais rápida do sinal e um sinal de tensão bastante linear. Devido ao seu design, é muitas vezes utilizado como um método de medição de corrente temporário, como um medidor portátil. Este método pode ser considerado uma alternativa de baixo custo em alternativa ao transformador de corrente [9] [10].

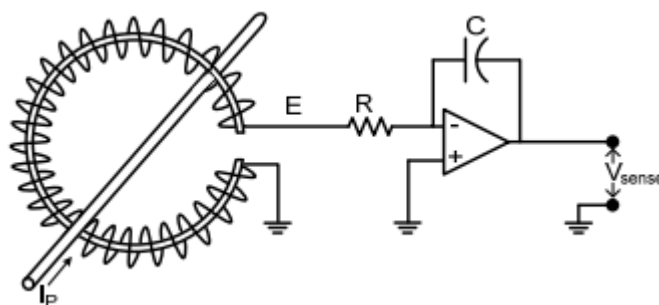


Figura 12 - Bobina Rogowski [9]

O condutor a partir do qual a corrente flui é rodeado por bobinas Rogowski para a medição da corrente, como mostra a figura 12. O campo magnético produzido pela corrente induz uma tensão na bobina secundária (E). Esta tensão é proporcional à derivada temporal da corrente que flui através do condutor, e é dada por:

$$E = M \cdot \frac{dI_p}{dt} \quad (\text{Equação 3.7})$$

onde, I_p é a corrente desconhecida no primário e M a indutância do circuito. M depende dos parâmetros geométricos da bobina e é dada por:

$$M = \frac{\mu_0 A N_S^2}{l} \quad (\text{Equação 3.8})$$

Onde, μ_0 é a permeabilidade do espaço livre, A é a área da secção transversal da bobina, N_S corresponde ao número total de espiras do enrolamento secundário e l é o comprimento médio do percurso da bobina. Devido à derivada da corrente contínua ser zero, o sensor de corrente de bobina Rogowski não pode medir corrente contínua, apenas é usado para medições de corrente alternada ou corrente contínua pulsada.

A fase em atraso da tensão do secundário está integrada para produzir uma tensão de saída V_{sense} que é proporcional à corrente I_P . Se a bobina Rogowski for usada para medir a corrente de interruptor do semiconductor, como mostra a figura 11, pode ser usado para reproduzir a forma de onda da corrente e da tensão. A tensão de saída do circuito integrador é dada por:

$$V_{sense} = \frac{1}{RC} \int E \cdot dt = \frac{1}{RC} \frac{\mu_0 AN_S}{l} I_P \quad (\text{Equação 3.9})$$

Que é proporcional à corrente I_P .

Este método é também usado quando a corrente aproximada não é conhecida, medindo os pulsos de corrente com conteúdo harmônico de alta frequência. Vantagens deste método incluem uma ampla gama dinâmica, fácil calibração e saída linear, o que o torna ideal para a proteção dos sistemas e medição dos pulsos de corrente. Contudo, este método tem algumas desvantagens. O valor absoluto da forma de onda não pode ser reproduzido utilizando a bobina Rogowski [9].

3.2.2.3. Sensor Efeito de Hall

Quando um condutor que transporta corrente é colocado num campo magnético, como mostra a figura 12, ocorre uma diferença de potencial perpendicular ao campo magnético e ao sentido do fluxo de corrente. Este potencial é proporcional à magnitude do fluxo de corrente. Quando não existe um campo magnético e fluxo de corrente, então não existe qualquer diferença de potencial. No entanto, quando existe um campo magnético e as cargas de fluxo de corrente interagem com o campo magnético, fazem com que a distribuição de corrente mude, gerando a tensão de Hall. Efeito de Hall é um fenómeno pelo qual um condutor de corrente elétrica (I), perpendicular a um campo magnético (B), desenvolve um gradiente de tensão que faz um ângulo de 90° com a corrente e o campo magnético [6]. O efeito de Hall é uma tecnologia de sensor ideal, especialmente em alta frequência. O elemento de Hall é construído a partir de uma fina camada de material condutor, juntamente com as ligações de saída perpendicularmente ao sentido do fluxo de corrente. Quando influencia um campo magnético, este gera uma tensão de saída proporcional à intensidade do campo magnético aplicado. A vantagem do dispositivo de efeito de Hall é a capacidade de medições de grandes valores de corrente com baixa dissipação de potência [10].

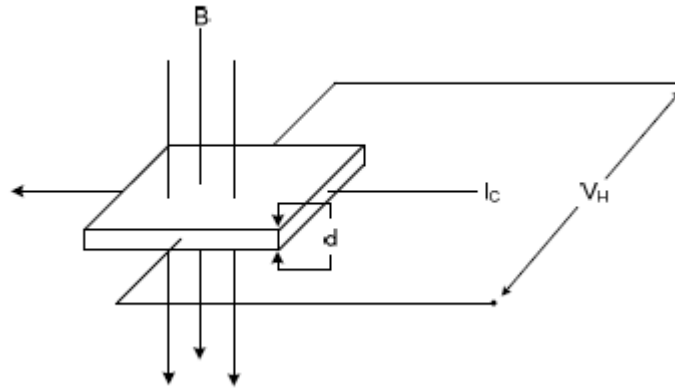


Figura 13 - Princípio efeito de Hall [9]

Se I_C é a corrente de controle que atravessa o sensor de Hall, B representa a densidade de fluxo magnético criada pelo condutor de corrente, K corresponde a uma constante do material condutor, d a espessura da placa e V_{OH} o deslocamento do sensor de Hall na ausência de um campo externo. A tensão de saída do sensor de efeito de Hall V_H é dada por:

$$V_H = \frac{K}{d} B I_C + V_{OH} \quad (\text{Equação 3.10})$$

O produto $(K/d) \cdot I_C$ representa a sensibilidade do sensor de efeito de Hall. Contudo, a sensibilidade e a tensão V_{OH} do sensor dependem da temperatura. De acordo com a equação 3.10, se a corrente I_C for fornecida ao sensor, então a tensão produzida que é proporcional à densidade de fluxo B no núcleo, que por sua vez é perpendicular à corrente no primário I_P . A densidade de fluxo é inversamente proporcional à distância entre o centro do condutor ao sensor [9]. Este método inclui o sensor de efeito de Hall de malha aberta, sensor de efeito de Hall de malha fechada e a combinação entre eles.

Sensor de efeito de Hall de malha aberta

Um sensor de corrente de efeito de Hall de malha aberta utiliza um núcleo magnético de alta permeabilidade, como ilustra a figura 14. Um sensor de Hall linear é introduzido no entreferro e fornece uma tensão V_H proporcional à densidade de fluxo B produzido pela corrente I_P . A tensão V_H é amplificada e a tensão de saída é então lida como uma tensão que representa a corrente I_P através de um fator de escala.

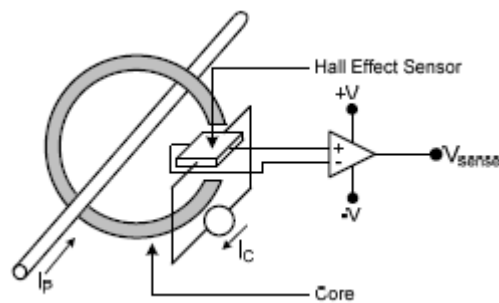


Figura 14 - Sensor de efeito de Hall com malha aberta [9]

A representação para o sensor de Hall em malha aberta é dada pela figura 15. A tensão V_H é proporcional à densidade de fluxo B , e B é proporcional à corrente I_p dentro da região linear da curva de histerese do material utilizado para o circuito magnético.

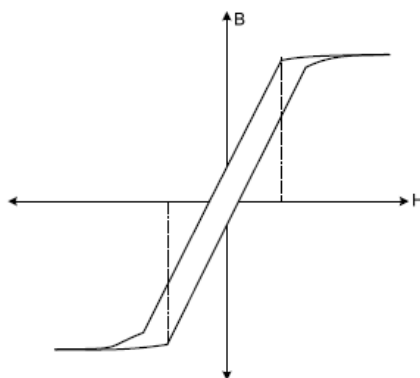


Figura 15 - Curva B-H para o sensor de Hall de malha aberta [9]

A tensão V_H precisa de ser amplificada e compensada para remover a componente de deslocamento. Este sensor é capaz de medir AC, DC e correntes complexas. Estes sensores incluem uma construção simples, baixo custo, baixo consumo de energia, etc.

No entanto, as desvantagens deste método incluem o aquecimento do núcleo magnético devido a perdas na medição de correntes de alta frequência, estreita largura de banda (dc a 25kHz), menor precisão, entre outros. A fim de obter uma maior precisão para as medições de correntes mais baixas (>50A), as espiras do condutor a partir do qual a corrente flui são enroladas em torno do núcleo de concentração, como ilustra a figura 16. O problema com este sensor é que a bobina enrolada em torno do núcleo cria um indutor.

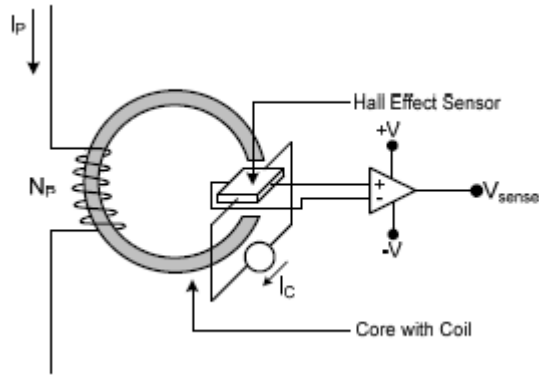


Figura 16 - Sensor de efeito de Hall com malha aberta com multi-espiras no primário [9]

Sensor de efeito de Hall com malha fechada

O sensor de efeito de Hall com malha fechada melhora o desempenho do sensor com malha aberta, através de um circuito de compensação, ilustrado na figura 17. Neste sensor, uma baixa corrente no enrolamento secundário está enrolada em torno do núcleo com elevada permeabilidade para desenvolver o fluxo magnético, em oposição ao fluxo desenvolvido pela corrente I_P .

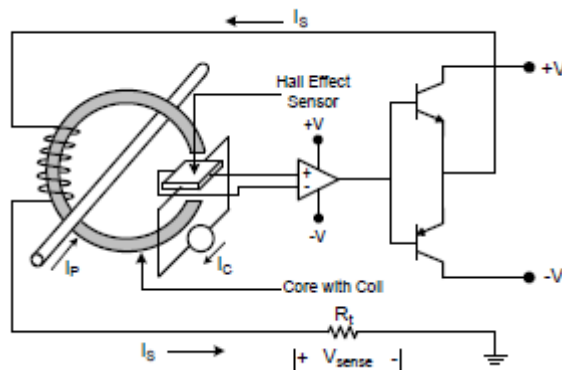


Figura 17 - Sensor de efeito de Hall com malha fechada [9]

O sensor de Hall é fechado no entreferro e produz uma tensão V_H proporcional à densidade de fluxo no núcleo. A tensão V_H é amplificada pelo amplificador operacional e introduzida num amplificador *push-pull*. A compensação é introduzida pelo amplificador *push-pull* para a bobina secundaria para anular o fluxo no núcleo. Quando o fluxo magnético é completamente compensado, as espiras dos dois enrolamentos são idênticas, e são dadas por:

$$N_P I_P = N_S I_S \quad (\text{Equação 3.11})$$

Logo, a corrente I_S , é a representação exata da corrente I_P . Como mostra a figura 17, a corrente I_S pode ser convertida em tensão através da colocação de uma resistência R_t a partir da saída do enrolamento secundário até à massa. Ao selecionar um valor adequado à resistência R_t , a tensão pode ser dimensionada para uma aplicação. Um condensador pode ser adicionado em paralelo com a resistência R_t para filtrar as componentes de alta frequência do sinal. Este sensor é capaz de medir correntes, AC, DC e correntes complexas.

O sensor de efeito de Hall com malha fechada tem diversas vantagens, como elevada largura de banda (dc para 200kHz), alta precisão e linearidade, rápida resposta no tempo, entre outras. No entanto tem as suas desvantagens, como o seu custo e consumo de energia elevado, grandes dimensões, a corrente de saída tem limitações provenientes dos sensores de malha fechada apenas poderem levar uma quantidade finita da corrente do secundário. Torna-se portanto muito difícil conceber o sensor de malha fechada. Por isso, a solução deste problema passa por combinar o sensor de malha aberta com um transformador de corrente.

Combinação do sensor de efeito de Hall de malha aberta com o transformador de corrente

A construção deste sensor é similar ao sensor de efeito de Hall com malha fechada com um circuito magnético, como ilustra a figura 18.

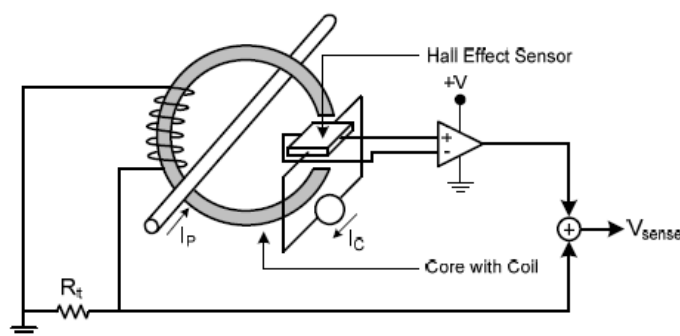


Figura 18 - Combinação do sensor de Hall com malha aberta e transformador de corrente [9]

Este método combina as propriedades desejáveis no sensor de efeito de Hall com malha aberta e o transformador de corrente. Ele trabalha como o sensor de efeito de Hall com malha aberta a baixas frequências (10-100 kHz) com um gerador de Hall que fornece um sinal proporcional à corrente I_P . O método proporciona uma maior precisão quando o sensor funciona como um sensor de efeito de Hall de malha aberta para medição de correntes DC de baixa frequência. Esta técnica oferece uma extensa largura de banda, como mostra a figura

19, porque acrescenta a resposta DC à capacidade de alta frequência do transformador de corrente.

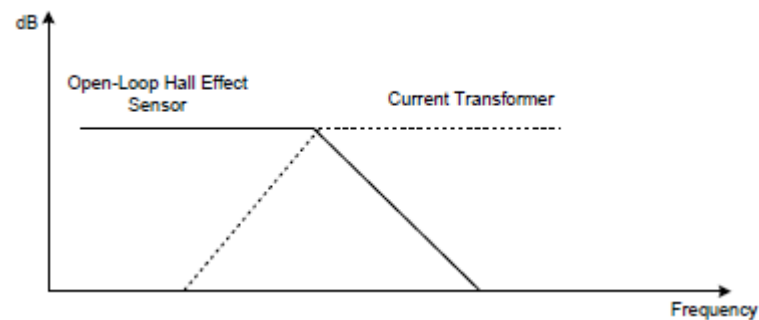


Figura 19 - Largura de banda proporcionada pela combinação do sensor de efeito de Hall com malha aberta e o transformador de corrente [9]

Este método é capaz de medir correntes AC, DC e correntes complexas com isolamento galvânico. As vantagens deste método incluem o baixo consumo de energia, extensa largura de banda (dc para 100kHz) e rápida resposta no tempo. As desvantagens incluem um núcleo de dimensões grandes para baixas frequências, precisão moderada, entre outras.

3.2.3. Método Transístor

Os transístores são considerados um método de detecção de corrente sem perdas.

3.2.3.1. RDS (ON)

RDS (ON), que se define como uma resistência em condução para a fonte, por exemplo MOSFET. Esta resistência é composta por vários componentes, que iniciam nos condutores de ligação ao semiconductor através da resistência que constitui as características do canal. Então, a corrente que passa através do MOSFET pode ser determinada pela expressão seguinte:

$$I_{LOAD} = \frac{V_{RDS(ON)}}{R_{DS(ON)}} \quad (\text{Equação 3.12})$$

Cada constituinte do RDS (ON) contribui para erros de medição, devido a pequenas variações nas resistências das regiões de interface e a efeitos de TCR. Estes efeitos podem ser parcialmente compensados através da medição da temperatura e correção da tensão medida. Geralmente, este método proporciona um sinal com cerca de 10% a 20% de precisão, que dependendo dos requisitos, pode ser uma faixa aceitável para fornecer uma proteção de sobrecorrente.

3.2.3.2. Relação métrica

O MOSFET consiste em milhares de células transístores em paralelo que reduzem a resistência em condução. A detecção da corrente MOSFET, usa apenas uma pequena parte das células paralelas, que se conectam através de portas comuns mas com fontes separadas. Isto cria um segundo transístor isolado. Quando o transístor está ligado, a corrente através do sentido do transístor pode ser comparada à corrente principal através de outras células.

Dependendo do transístor, o intervalo de precisão da tolerância pode variar entre 5% ou até 20%. Este não é adequado para aplicações de controlo que requerem precisão de medição de 1% mas destina-se sobretudo à proteção da sobrecorrente ou curto-circuito [10].

3.3. Comparação dos métodos e desempenho

Na tabela 1 podemos observar os métodos descritos anteriormente, em que é feita uma comparação entre os fatores mais comuns na aplicação da medição de corrente.

Tabela 1 - Comparação do desempenho dos métodos de medição da corrente [10]

Método de medição		Precisão	Isolamento	Tamanho	Custo	Robustez
Resistivo	Sensor de corrente resistivo	Alta	Não	Pequeno	Baixo	Elevada
	Indutor de resistência DC	Baixa	Não	Pequeno	Baixo	Elevada
Magnético	Transformador de corrente	Alta	Sim	Grande	Moderado	Elevada
	Bobina Rogowski	Alta	Sim	Grande	Moderado	Elevada
	Efeito de Hall	Alta	Sim	Moderado	Alto	Moderada
Transístor	RDS(ON)	Baixa	Não	Moderado	Baixo	Moderada
	Relação métrica	Moderada	Não	Moderado	Moderado	Moderada

Capítulo 4

Protocolo Zigbee

4.1. Introdução

Uma rede sem fio denomina-se de *wireless* e consiste num sistema que faz a interligação de vários equipamentos, fixos ou móveis. Uma rede de comunicação sem fio designa uma passagem aérea de comunicação sem a utilização de cabos, através de equipamentos que usam radiofrequência ou comunicação via infravermelho. A tecnologia *wireless* pode não só ser usada em redes pessoais ou curtas distâncias WPAN (*Wireless Personal Area Network*) mas também em redes locais WLAN (*Wireless Local Area Network*), redes metropolitanas WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*) e redes de longa distância WWAN (*Wireless Wide Area Network*) [12]. O padrão 802.15 que tem como finalidade a conectividade entre dispositivos pessoais. Uma das tecnologias que faz parte da WPAN HomeRF (*Home Radio Frequency*) é o ZigBee. Para estabelecer uma rede de comunicação sem fio utiliza-se então o conceito de camadas de rede.

ZigBee é um padrão de rede que define um conjunto de especificações para a comunicação sem fio entre dispositivos eletrónicos, com ênfase na baixa potência de operação, na baixa taxa de transmissão de dados e no baixo custo de implementação. A tecnologia ZigBee está inserida num vasto leque de produtos e aplicações desde a medicina, a indústria e organizações governamentais. A norma ZigBee define duas camadas ALP (*Application Layer*) e a NWK (*Network Layer*). A camada NWK utiliza os serviços da camada MAC (*Medium Access Control*) para fazer a gestão de rede do dispositivo. Esta camada é responsável por estabelecer uma nova rede e selecionar a sua topologia (árvore, estrela ou malha). A camada APL é a camada mais alta do protocolo ZigBee. Nesta camada está definida a aplicação do dispositivo [12].

4.2. Arquitetura Zigbee/IEEE 802.15.4

O IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) é uma organização profissional sem fins lucrativos, que tem como objetivo promover o desenvolvimento tecnológico. A norma IEEE 802.15.4 especifica a camada física e efetua o controlo de acesso para redes sem fio pessoais a baixas taxas de transmissão [13]. Este padrão oferece os fundamentos para as camadas inferiores numa rede de área pessoal sem fio (WPAN), que foca o baixo custo e a comunicação a baixa velocidade entre os dispositivos. A principal característica da identificação de 802.15.4 entre WPAN é a importância de alcançar produção com baixos custos de operação e simplicidade tecnológica. A arquitetura do IEEE 802.15.4 baseia-se no

modelo OSI (*Open System Interconnect*) que representa um modelo básico de referência do sistema, constituído por várias camadas. Cada camada é responsável por uma parte das funções da norma tornando mais fácil a implementação do protocolo. A divisão em camadas num protocolo de rede tem inúmeras vantagens, por exemplo, se o protocolo sofrer modificações ao longo do tempo torna-se mais fácil modificar ou substituir a camada afetada em vez de se proceder à substituição total do protocolo.

A norma IEEE 802.15.4 é então, um protocolo estabelecido na camada física PHY e MAC, na banda dos 2.4GHz, usada para modular a informação antes de ser enviada para a camada física. Com este mecanismo não só a interferência com outros tipos de dispositivos é reduzida mas também existe um aumento da segurança na transmissão de dados. Existem 3 faixas de frequência no IEEE 802.15.4: 868MHz usado na Europa para várias aplicações incluindo a rede sem fio de curto alcance, 915 MHz usada principalmente na América do Norte e 2.4GHz usada em todo o mundo [12] [14].

O padrão ZigBee define camadas de rede, aplicação e segurança enquanto o protocolo IEEE 802.15.4 adota a camada física PHY e de acesso ao meio MAC como parte do protocolo de rede ZigBee. Com a sua completa implementação, o protocolo IEEE 802.15.4 tem a capacidade de um sistema interagir e comunicar com outro, denominada por interoperabilidade. Na figura 20 podemos observar as camadas de rede do protocolo Zigbee.

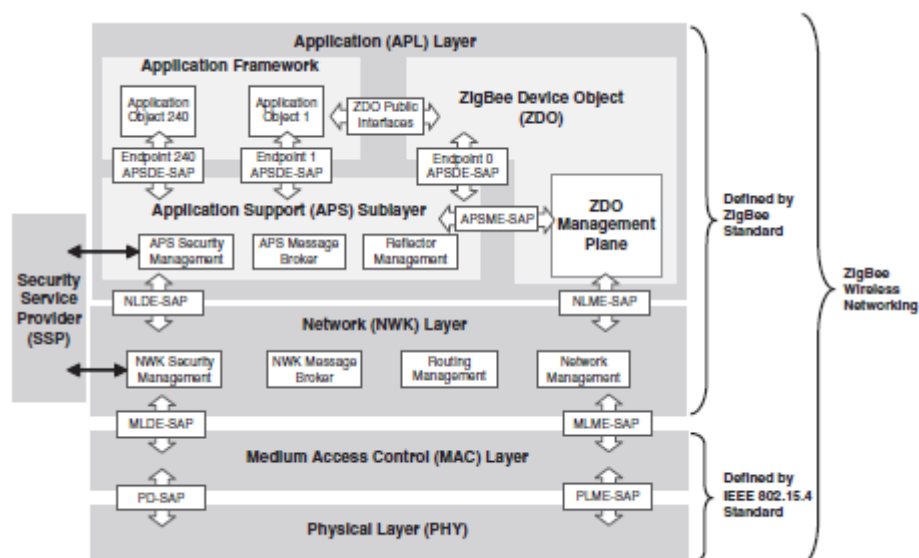


Figura 20 - Camadas de rede do protocolo ZigBee [14]

4.2.1. Camada Física (PHY)

A norma IEEE 802.15.4 disponibiliza especificações sobre a camada física para redes sem fios de consumo reduzido.

A camada física acompanha o protocolo 802.15.4 sendo responsável por permitir a transmissão das PDUs (*Protocol Data Units*), unidades de dados, com base em ondas rádio. O padrão 802.15.4 determina as seguintes características para a camada física:

- 27 canais contidos em 3 bandas de frequência
- Definição das modulações distribuídas nas 3 bandas de frequência
- Possibilidade de configurar os níveis de segurança
- Permite o endereçamento automático dos dispositivos
- Possibilidade de confirmação de mensagens através de uma trama do tipo *beacon*
- Acesso ao meio efetuado por CSMA-CA (*Carrier Sense Multiple Acces with Collision Avoidance*)

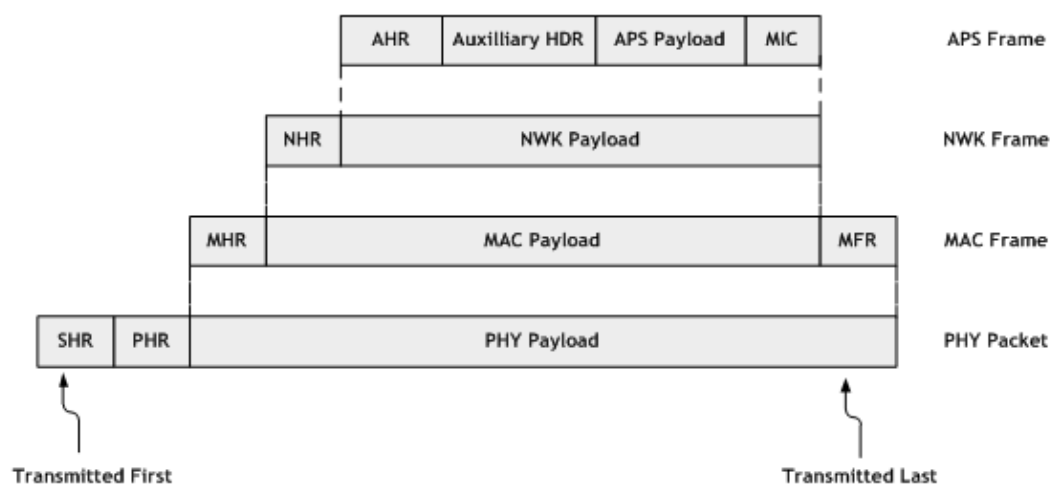


Figura 21 - Estrutura de pacotes ZigBee [14]

4.2.2. Camada de Acesso ao Meio (MAC)

A camada MAC (*Medium Access Control*) fornece o interface entre a camada PHY e camada NWK, assim como serviços de associação e dissociação. O MAC é um protocolo de regras restritivas, quanto à melhor maneira de usufruir do espectro. Isto é muito importante quanto à fiabilidade e longevidade da rede. Existem então fatores importantes que devem ser levados em conta como a prevenção contra colisões entre os pacotes, eficiência energética, escalabilidade, ou seja, a capacidade do protocolo processar a informação quando existem flutuações de tráfego consideráveis, taxa de ocupação do canal que faz a medição do espectro, latência que consiste no tempo gasto entre o instante em que o pacote está pronto a ser transmitido e a receção deste e *throughput*, número de dados processados pelo canal num intervalo de tempo. O IEEE 802.15.4 define quatro estruturas MAC: *Beacon frame*, *Data frame*, *Acknowledge frame* e *MAC command frame* [12].

4.2.3. Atribuições de canais

Na camada física, os canais de frequência são definidos através de números de canais e páginas de canais. Observemos na tabela 2, a atribuição dos canais no padrão IEEE 802.15.4. As páginas 0 a 2 do canal são utilizadas na banda 868/915 MHz e 2,4 GHz, enquanto as páginas de canais 3 a 31 são reservadas para futuro usos potenciais.

Tabela 2 - Atribuição de canais [14]

Página de Canal	Número de Canal	Descrição
0	0	868 MHz (BPSK)
	1-10	915 MHz (BPSK)
	11-26	2.4 GHz (O-QPSK)
1	0	868 MHz (ASK)
	1-10	915 MHz (ASK)
	11-26	Reservado
2	0	868 MHz (O-QPSK)
	1-10	915 MHz (O-QPSK)
	11-26	Reservado
3-31	Reservado	Reservado

Cada canal é então identificado por um número de canal. Nas primeiras três páginas de canais, o número do canal 0 é atribuído à banda 868 MHz com frequência central de 868,3

MHz. Em outras bandas de frequência, o número de canal mais baixo é 1, o qual é atribuído para o canal com a frequência mais baixa.

4.2.4. Detecção de energia

A detecção de energia (ED) é uma tarefa que quando um dispositivo pretende efetuar a transmissão de uma mensagem, inicialmente encontra-se no modo de receção para detetar e estimar o nível de energia do sinal. O recetor não deteta o tipo de sinal, ou seja, se um sinal se encontra na banda de frequência de interesse e realiza-se uma detecção de energia, não revela se o sinal é um sinal compatível com o padrão IEEE802.15.4. Este procedimento pode então não ter a capacidade de detetar sinais fracos, isto é, com níveis de energia próximo do nível de sensibilidade do recetor. Um recetor ao executar então o procedimento de detecção de energia deve ter a capacidade de detetar e medir a energia dos sinais 10dB acima do seu nível de sensibilidade. A gama ED deve ser de pelo menos de 40dB. Neste procedimento, a camada MAC solicita a camada PHY para o executar [14] [15].

Carrier Sense

Carrier Sense (CS) é o procedimento de verificação se um canal está disponível para ser utilizado. Ao contrário da ED, nesta tarefa o sinal é desmodulado para a verificação da compatibilidade com as características da camada PHY que está a ser usado pelo dispositivo. Se o sinal de ocupação for compatível com o IEEE 802.15.4 PHY, o dispositivo pode optar por considerar o canal ocupado independentemente do nível de energia.

Indicador de qualidade de ligação

O indicador de qualidade de ligação (LQI) consiste na indicação da qualidade dos pacotes de dados recebido pelo recetor, sendo a intensidade do sinal recebido usado como medida da energia total do sinal recebido.

Clear Channel Assessment

A camada MAC pede à camada PHY para avaliar o canal livre para assegurar que o canal não está a ser usado por outro dispositivo. Numa CCA (*Clear Channel Assessment*), os resultados dados pela ED e CS podem ser usados para decidir se uma frequência de canal é considerada disponível ou ocupada.

Existem três modos CCA e um IEEE 802.15.4 deve ser capaz de operar em qualquer um deles:

- modo CCA 1: Neste modo, apenas o resultado ED é considerado, se o nível de energia está acima do limite de ED, o canal é considerado ocupado.

- modo CCA 2: O modo CCA 2 faz uso apenas do resultado CS, sendo o canal considerado ocupado somente se o sinal de ocupação for compatível com a camada PHY do dispositivo.
- modo CCA 3. Este modo é uma combinação lógica dos modos anteriores, 1 e 2.

4.3. Tipo de dispositivos

A norma IEEE 802.15.4 especifica duas unidades funcionais distintas:

- FFDs (*Full Function Devices*)
- RFDs (*Reduced Function Device*)

FFDs são dispositivos de função completa, capazes de realizar todas as funções descritas no IEEE802.15.4 e podem aceitar qualquer papel na rede, ou seja, suportam a totalidade funcional da norma, assumindo o desempenho de funções de gestão e manutenção da mesma. RFDs são dispositivos de função reduzida, têm limitações funcionais por isso ficam excluídas de quaisquer responsabilidades de gestão ou manutenção de rede. Um FFD pode comunicar com qualquer outro dispositivo da rede, mas o RFD pode comunicar apenas com um dispositivo de FFD. Os dispositivos de função reduzida são destinados a aplicações mais simples, como ligar ou desligar um interruptor. O poder de processamento e a capacidade de memória dos dispositivos RFD são normalmente menores que os dispositivos FFD [12].

4.3.1. Função do dispositivo

Uma rede IEEE802.15.4 pode ter três funções diferentes:

- Coordenador (FFD)
- Coordenador de rede (RFD)
- Dispositivo (RFD ou FFD)

Designa-se como coordenador um dispositivo FFD que tem a capacidade de retransmitir mensagens. Se o coordenador também for o principal de uma rede de área pessoal (PAN) ele é chamado de coordenador PAN. Por outro lado, se um dispositivo não age como um coordenador é simplesmente chamado de dispositivo. A função do coordenador de rede é iniciar a formação da rede, com a consequente escolha de identificação para a rede e a sua configuração, de modo a assegurar a associação de novas unidades. O coordenador não inicia a formação de uma nova rede mas, uma vez associada a uma rede existente, permite novas

associações de outras unidades, estendendo, desta forma, o alcance da rede, assim como o reconhecimento de mensagens entre unidades sem alcance direto.

4.4. Topologias de rede

O IEEE 802.15.4 especifica duas topologias de rede: estrela e ponto-a-ponto. Na topologia estrela, figura 22, cada dispositivo na rede apenas comunica com o dispositivo central (coordenador PAN). O coordenador é considerado o controlador principal da rede.



Figura 22 - Topologia de rede em estrela [12]

Na topologia ponto-a-ponto, como podemos observar na figura 23, existe um coordenador (PAN). A topologia ponto-a-ponto permite a construção de redes mais complexas.

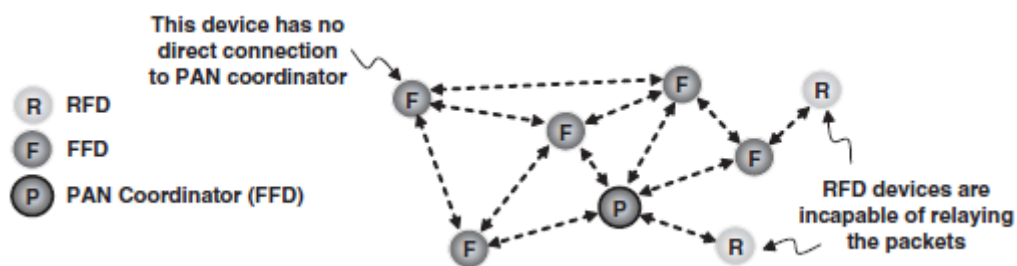


Figura 23 - Topologia de rede ponto-a-ponto [12]

A formação da rede é gerida pelo comando da rede ZigBee através de diferentes topologias, estrela, árvore e malha.

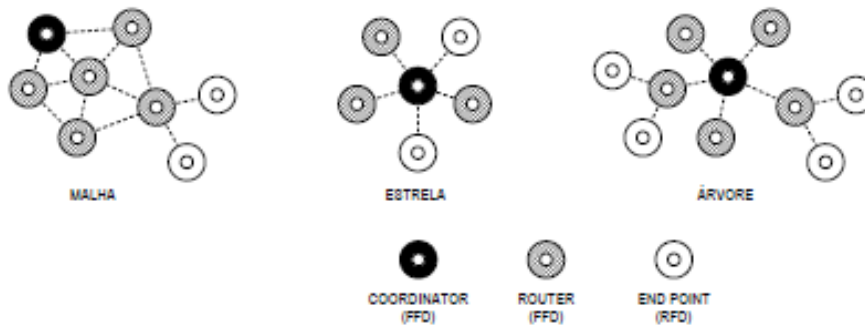


Figura 24 - Topologias da rede [12]

A topologia em malha é responsável pela criação e manutenção da rede ZigBee, em que armazena informação de gestão interna importante para o seu funcionamento. Esta topologia tem como vantagem a troca de informação entre os nós por vários caminhos, tendo os nós *router* a função de definir esse caminho devido à intensidade do sinal e o meio envolvente. A topologia em estrela tem como função extra poder funcionar como *router* intermédio, o que permite a comunicação entre nós sem a intervenção do coordenador. Consiste na topologia mais simples e deve ser implementada em locais que não tenha obstáculos físicos que limita a comunicação entre os vários *end-device* e o coordenador. Na topologia em árvore apenas existe a possibilidade de se comunicar com uma rede, pois não possui qualquer função de gestão.

4.5. Formato tramas de dados

O formato das tramas de dados foi desenhado com o intuito de se manter uma baixa complexidade mas no entanto ao mesmo tempo torna as tramas mais robustas para a transmissão num canal mais ruidoso. A norma define quatro tipos de tramas: a trama de *beacons*, a trama de dados, a trama de reconhecimento e uma trama de comando MAC. A primeira é usada por um coordenador para a transmissão de *beacons*. A trama de dados é usada para as transferências de dados e a trama de reconhecimento para a confirmação da receção dos dados. Uma trama de comando MAC, é utilizada para trabalhar com o controlo de transferências das entidades MAC.

Num pacote IEEE 802.15.4 o tamanho máximo é de 133 octetos, sendo este dividido entre o *payload* e os cabeçalhos de cada camada. Uma trama da camada MAC tem no máximo 127 bytes, sendo que 9 a 25 correspondem ao cabeçalho e os restantes disponíveis para *payload*. Os cabeçalhos Zigbee correspondem a 16 octetos [13].

4.6. Endereçamento

A norma IEEE 802.15.4 inclui dois modos de endereçamento, um endereçamento curto e um longo. O endereçamento curto consiste em um endereço de 16 bits enquanto o endereçamento longo consiste em um endereço de 64 bits. O uso do endereço curto é o mais aconselhado devido à norma ser designada para WPANs. Após a atribuição do endereço a norma define que ao ser enviado um pacote de dados se o endereçamento curto for conhecido, este deve ser utilizado, como acontece numa rede Zigbee. Através da camada MAC é possível que um dispositivo faça parte de várias PANs, através do uso de dois campos específicos: *source PAN ID* e *destination PAN ID*. Este facto possibilita a rejeição de mensagens que não são destinadas a este [16].

4.7. Comparação com outras normas de comunicação sem fios

Normalmente as redes de comunicação sem fio são asseguradas por três tecnologias, Wi-Fi, Bluetooth e ZigBee, figura 25. Na tabela 3 observemos as características principais das tecnologias referidas.

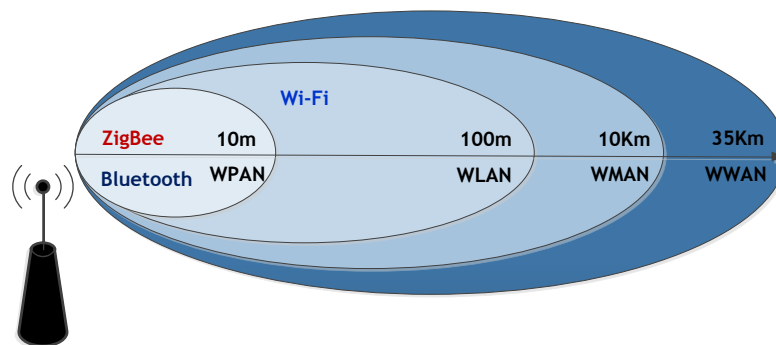


Figura 25 - Divisão das redes sem fio

Tabela 3 - Características Wi-Fi, Bluetooth e ZigBee

Especificação	Débito	Consumo	Pilha Protocolar	Vantagens
Wi-Fi (IEEE 802.11)	54Mbps	>400mA Standby 20mA	1MB	Elevada Taxa de Transferência
Bluetooth (IEEE 802.15.1)	1 Mbps	>400mA Standby 0.2mA	=250KB	Interoperabilidade
ZigBee (IEEE 802.15.4)	100 Mbps	30mA Standby 0.2µA	=32KB	Consumo, Latência, Custo, Fiabilidade

A Wi-Fi descreve a tecnologia subjacente às redes locais sem fios (WLAN) com base nas especificações do IEEE 802.11. Esta tecnologia permite então que qualquer utilizador tenha acesso à internet em qualquer lugar onde exista uma rede Wi-Fi, sendo a transmissão efetuada através de ondas de rádio. As principais características do Wi-Fi são então a mobilidade, facilidade de uso, baixo custo comparativamente às redes Ethernet e as elevadas transferências de dados, quando comparada com o Bluetooth ou ZigBee.

O Bluetooth é um padrão global para comunicação sem fios de curto alcance, que visa a permissão de ligação entre vários dispositivos eletrónicos. Esta tecnologia opera na banda de frequência 2.4 GHz e procura unir diferentes tecnologias como telemóveis móveis e computadores, tendo como principais tecnologias a robustez, a baixa potência e o baixo custo.

A tecnologia ZigBee é um padrão global para a comunicação sem fios que permite comunicações robustas. As redes ZigBee oferecem então uma boa imunidade contra interferências e têm uma capacidade de armazenar milhares de dispositivos (teoricamente 65.536) com taxas de transferência de dados de 250 Kbps. A utilização desta tecnologia é devido principalmente à sua fiabilidade e auto-reparação (*self-healing*), à fácil implementação, o baixo consumo de energia, a segurança, a baixa potência, a atualização remotamente do *firmware*, entre outras [17]. A tecnologia escolhida para este trabalho foi o ZigBee, pois teve-se em conta todas as características apresentadas anteriormente.

Capítulo 5

Execução prática

Neste capítulo é descrita toda a execução prática do trabalho. É feita uma breve abordagem sobre amostragem de sinais assim como a comparação de alguns filtros ativos posteriormente implementados. Todas os componentes físicos do trabalho são descritos neste ponto assim como a sua função. O ambiente de desenvolvimento é também abordado assim como as configurações necessárias.

5.1. Diagrama geral

Na figura 26 está representado um diagrama geral do trabalho. Este diagrama é constituído por três blocos que correspondem aos sensores usados, descritos mais à frente, assim como os seus circuitos de aquisição correspondentes onde estão incluídos os filtros. O microcontrolador ao centro pois é a ferramenta principal deste trabalho e o *display* LCD acima deste onde vai ser possível a visualização dos dados requeridos. Neste diagrama encontra-se também representado o *software*, que ao longo do trabalho foi usado.

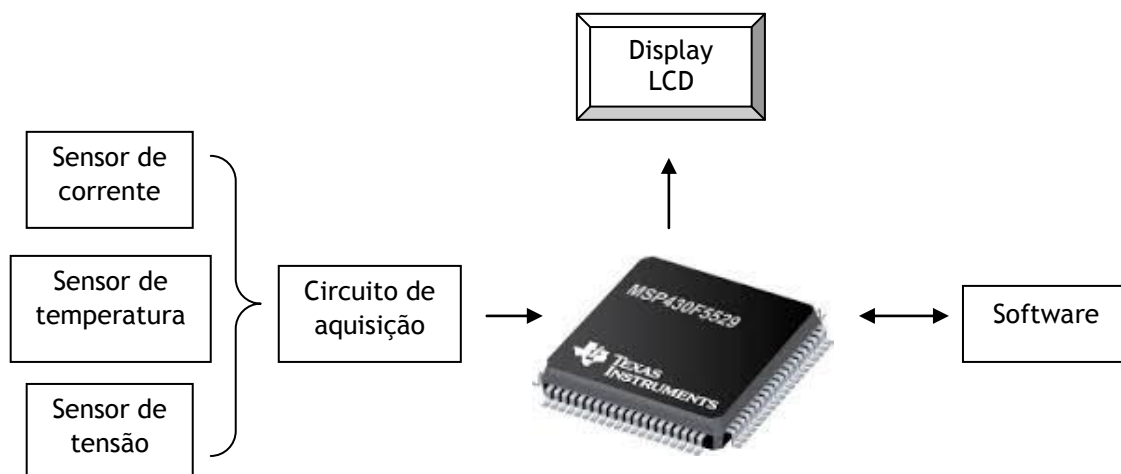


Figura 26 - Estrutura da ferramenta desenvolvida

5.2. Aquisição de sinal

Num sistema de aquisição de sinal, a operação de amostragem é fundamental. A amostragem de um sinal ou forma de onda analógica consiste no processo em que o sinal passa a ser representado por um conjunto discreto de números. Ao intervalo de tempo entre amostras denomina-se de intervalo de amostragem T_s .

5.2.1. Considerações sobre amostragem de sinais

Observemos as figuras 27 e 28 que ilustram a operação de amostragem. Na figura 27a) e figura 28a) um sinal analógico é amostrado por impulsos de período T_s e $2T_s$, respetivamente (figura 27b) e figura 28b)). O resultado da amostragem é dado pelas figuras c). Quanto maior for o período de amostragem menor é a resolução do sinal, logo deve-se considerar um período de amostragem menor para uma melhor resolução do sinal.

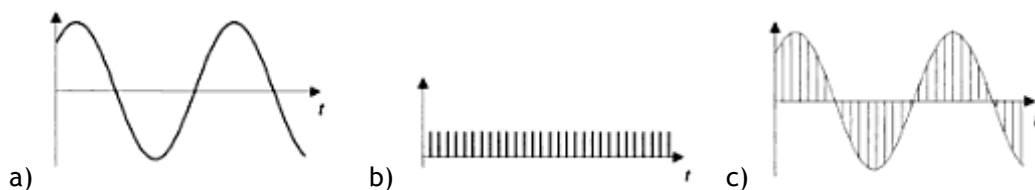


Figura 27 - Amostragem de sinais com período de amostragem T_s [18]

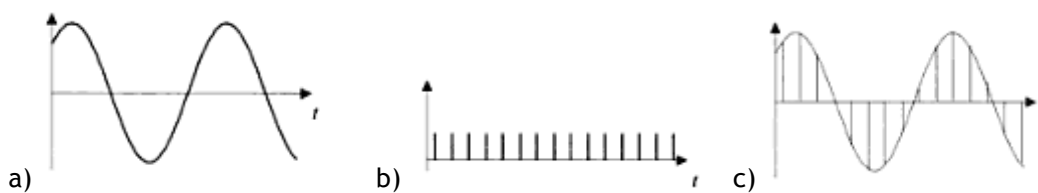


Figura 28 - Amostragem de sinais com período de amostragem $2T_s$ [18]

A frequência de amostragem é o inverso do intervalo de amostragem e representa-se por $f_s = 1/T_s$. Para a reconstrução de um sinal é necessário que a frequência de amostragem seja no mínimo, igual ao dobro da frequência máxima contida no sinal analógico. Isto é definido pelo teorema de amostragem. Se isto não acontecer produz-se um fenómeno de *aliasing* que corresponde à sobreposição do espetro o que leva à não viabilização correta da recuperação do sinal. À frequência de amostragem mínima denomina-se de frequência de Nyquist.

5.2.2. Filtros

Os filtros têm como função principal a separação dos sinais desejados dos sinais indesejados assim como o bloqueio de sinais de interferência, ou seja são projetados para permitir a passagem ou não de algumas frequências. Os filtros podem dividir-se em passivos ou ativos. Os filtros passivos são constituídos por resistências, condensadores e bobinas e os filtros ativos por sua vez são constituídos por resistências, condensadores e amplificadores operacionais. Os filtros são constituídos por cinco tipos de circuitos básicos: o filtro passa-baixo, filtro passa-alto, filtro passa-banda, filtro corta-banda e filtro passa-tudo. Os circuitos eletrônicos para processamento de sinais, como é o caso dos filtros, envolvem ganho. O ganho (A) significa atenuação e corresponde à relação entre a saída e a entrada do circuito. O ganho é expresso em decibéis (dB).

O filtro passa-baixo permite a passagem das frequências que se localizem abaixo da frequência de corte (f_c) e atenua as frequências que se encontrem acima desta. Na figura 29 podemos observar a curva da resposta ideal de um filtro passa-baixo.

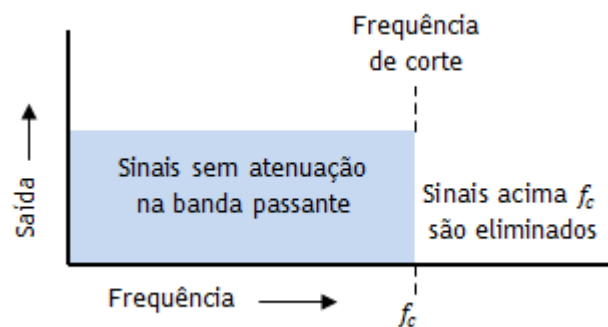


Figura 29 - Resposta ideal de um filtro passa-baixo [19]

O filtro passa-alto permite a passagem das frequências acima da frequência de corte, contrariamente ao filtro passa-baixo e atenua as frequências que se encontrem abaixo desta. Na figura 30 podemos observar a curva da resposta ideal de um filtro passa-alto.

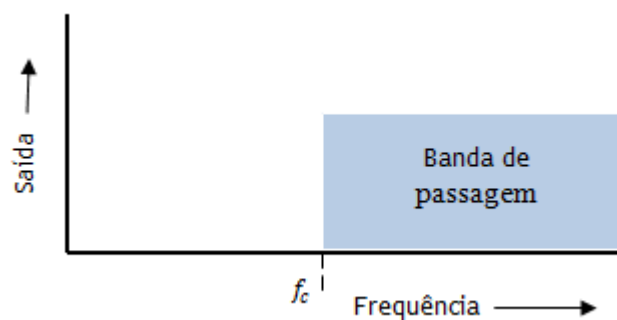


Figura 30 - Resposta ideal de um filtro passa-alto [19]

O filtro passa-banda permite que uma faixa de frequência em torno da frequência de corte passe com uma atenuação mínima, rejeitando as frequências que se encontrem acima (f_2) e abaixo desta (f_1). Na figura 31 podemos observar a curva da resposta ideal de um filtro passa-banda.

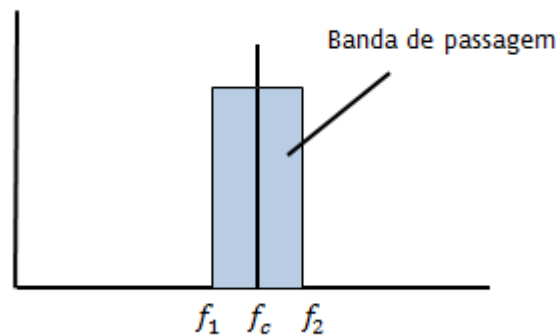


Figura 31 - Resposta ideal de um filtro passa-banda [19]

Os filtros podem ainda ser divididos segundo a sua aproximação, sendo os mais comuns, Butterworth, Bessel, Chebyshev e Cauer (elíptico), que podem ser implementados nas configurações passa-baixo e passa-alto. O filtro Butterworth tem uma resposta mais plana na banda passante, não possui *ripple* ou ondulações e uma atenuação com a frequência uniforme. O filtro Bessel fornece a resposta de frequência desejada mas com um atraso de tempo constante na banda passante. O filtro Chebyshev tem uma taxa de atenuação alta, superior ao do Butterworth assim como fora da banda passante. A figura 32 mostra as curvas de resposta do filtro Butterworth, elíptico, Bessel e Chebyshev.

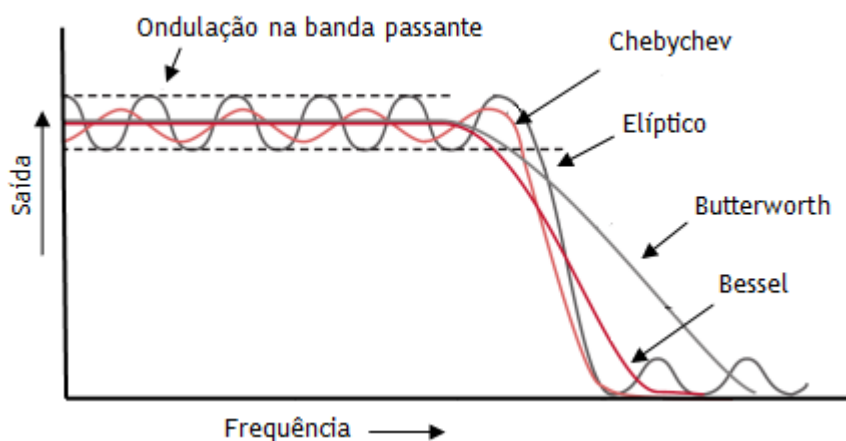


Figura 32 - Curvas de resposta Chebyshev, Elíptico, Butterworth e Bessel

Para verificar a resposta real de alguns filtros, recorreu-se ao *software FilterPro* da Texas Instruments, que consiste em um programa simples de escolha do tipo de filtro a utilizar, como as suas especificações. Procedeu-se então à comparação do filtro Bessel e Butterworth com as mesmas especificações. Com uma frequência de corte a $f_c=2$ kHz o filtro Bessel comporta-se da seguinte forma (figura 33).

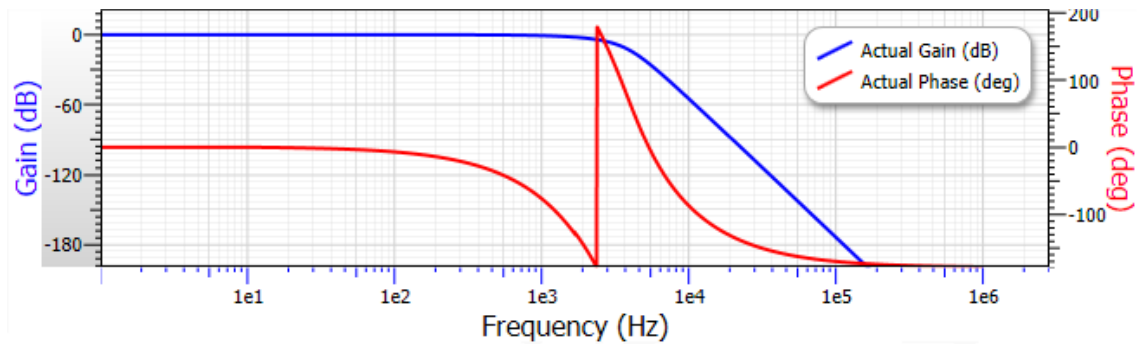


Figura 33 - Resposta filtro Bessel

Depois de observado a resposta do filtro Bessel realizou-se para as mesmas configurações a resposta do tipo Butterworth, figura 34.

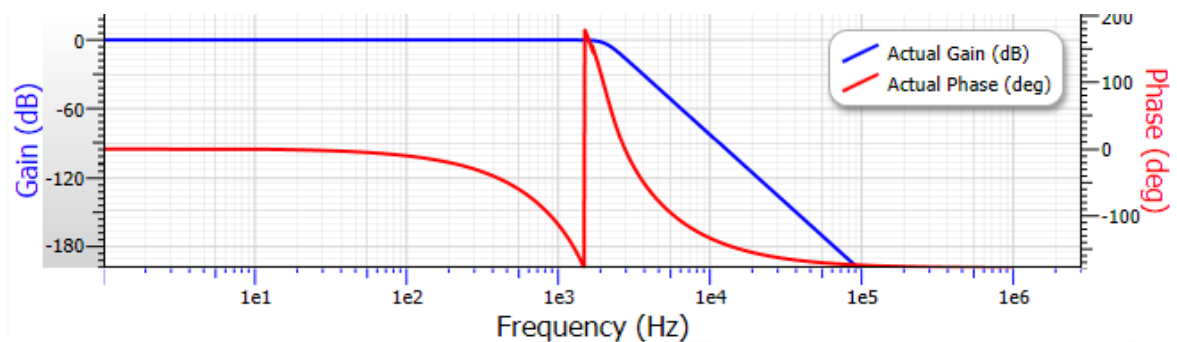


Figura 34 - Resposta filtro Butterworth

Como podemos observar o filtro Bessel tem uma melhor resposta em relação ao filtro Butterworth, tendo uma maior atenuação em relação a este. Analisou-se agora os mesmos filtros mas para uma frequência de corte maior, $f_c= 2.5$ kHz.

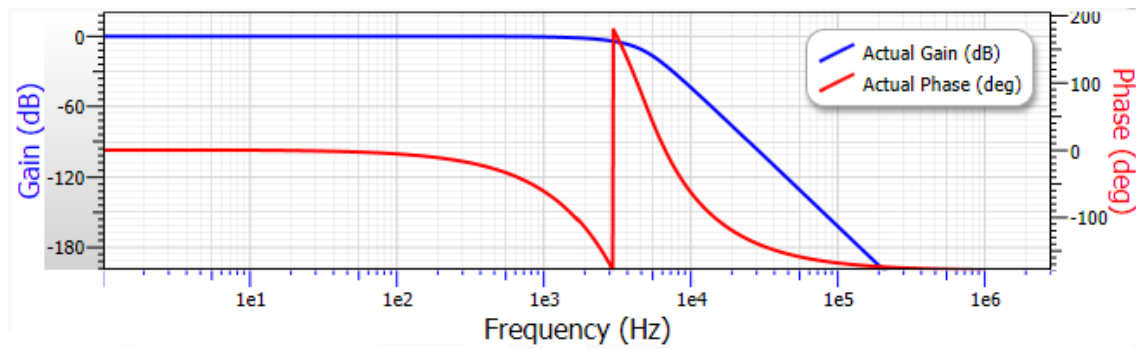


Figura 35 - Resposta filtro Bessel

Depois de observado a resposta do filtro Bessel realizou-se para as mesmas configurações a resposta do tipo Butterworth, figura 36.

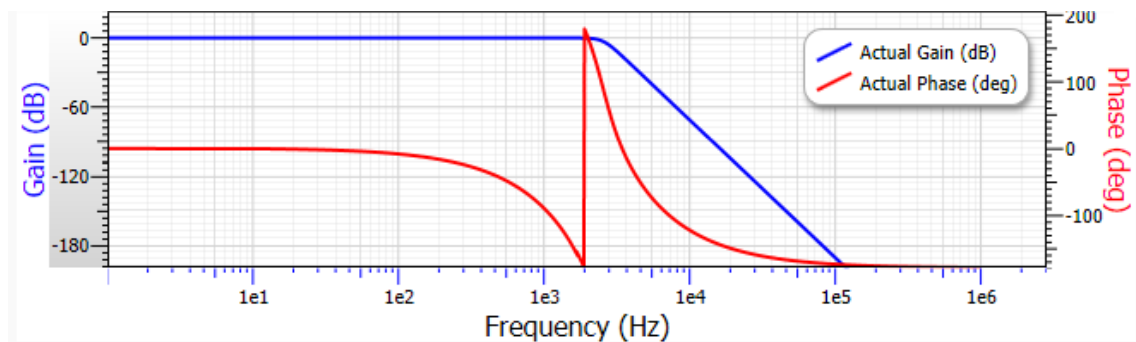


Figura 36 - Resposta filtro Butterworth

Os circuitos Bessel, como observados nas figuras anteriores têm uma resposta de frequência desejada. Contudo estes filtros têm um atraso de tempo constante na banda passante, tal como já referido na definição do mesmo. Este atraso em algumas aplicações, torna-se necessário pois evita a distorção dos sinais na banda passante que ocorrem devido à variação nos deslocamentos de fase com a frequência.

5.2.3. Sensor de corrente ACS712

O sensor de corrente ACS712 da Allegro MicroSystems, figura 37, fornece soluções económicas de sensores de corrente AC ou DC para sistemas de comunicação industrial, comercial, etc. Este sensor tem inúmeras aplicações como o controlo motor, deteção de carga e a sua gestão, proteção das sobrecorrentes, entre outras [20].



Figura 37 - Sensor de corrente (Demo Board) [20]

O sensor tem como principais características:

- Baixo nível de ruído no sinal analógico;
- Largura de banda do dispositivo configurada através do pino *FILTER*;
- Largura de banda de 80 kHz;
- Erro de saída total de 1,5% a 25°C;
- Pequenas dimensões;
- Resistência de 1,2 mΩ do condutor interno;
- 5,0 V de operação;
- Sensibilidade de saída 66-185 mV;
- A tensão de saída proporcional à corrente AC ou DC;
- Tensão de offset de saída extremamente estável.

O dispositivo consiste num circuito linear preciso com um circuito de condução de cobre localizado perto da superfície da matriz. A corrente aplicada flui através do caminho de cobre gerando um campo magnético que o sensor de Hall converte numa tensão proporcional. Um sensor Hall tem como princípio de funcionamento efeito de Hall, descoberto em 1889 por Edwin Hall, que consiste num transdutor que responde com uma variação na tensão de saída, sendo ativado por campo magnético externo. O sinal de saída é a função de densidade de campo magnético em torno do dispositivo, quando a densidade de fluxo magnético (B) em redor do sensor excede um patamar pré-definido, este deteta e gera uma tensão de saída denominada de tensão de hall (V_H). Esta tensão tem direção perpendicular ao campo magnético e à corrente, sendo proporcional à densidade de fluxo magnético e corrente. A amplitude desta tensão varia com a corrente e campo magnético [21]. Observemos na figura 38 os princípios do efeito de hall.

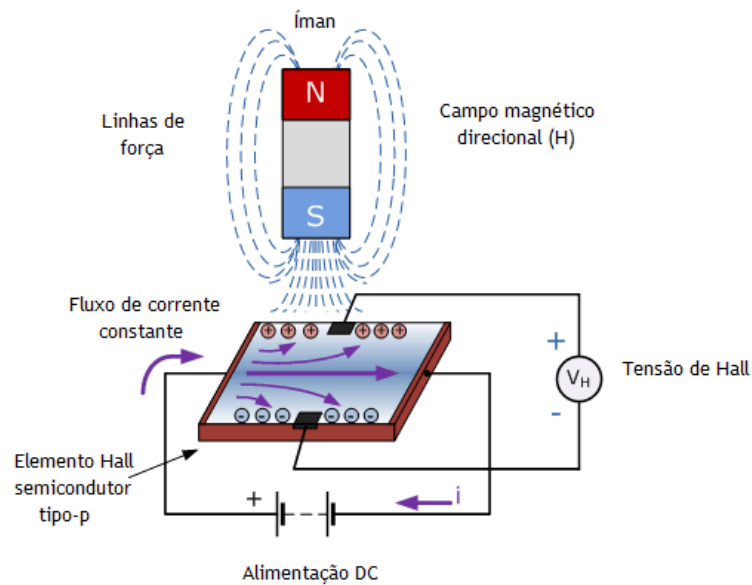


Figura 38 - Efeito de Hall [21]

Quando o dispositivo é colocado dentro de um campo magnético as linhas de fluxo magnético exercem uma força sobre o material semicondutor, que desvia os portadores de carga para ambos os lados da placa de semicondutores. O efeito de Hall concede informações sobre o tipo de polo magnético e a magnitude do campo magnético, por exemplo, um polo sul faria com que o dispositivo produzisse uma tensão de saída enquanto um polo norte não teria nenhum efeito [22].

A saída do dispositivo tem uma inclinação positiva quando a corrente flui através do circuito de condução de cobre (dos pinos 1 e 2 para os pinos 3 e 4), com uma resistência interna de $1.2\text{m}\Omega$, como já referido anteriormente, proporcionando baixa perda de energia, na figura 39 observamos o diagrama de pinos do sensor.

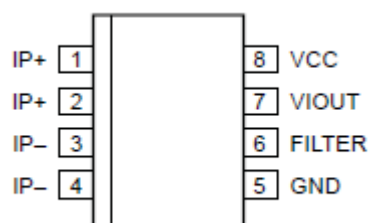


Figura 39 - Diagrama de pinos do sensor de corrente [20]

A espessura do condutor de cobre permite que o dispositivo permita até 5x as condições excessivas de corrente. Os seus terminais são eletricamente isolados dos condutores de sinal (pinos 5,6,7 e 8), permitindo que o sensor seja usado em aplicações que requerem isolamento

elétrico sem o uso de técnicas de isolamento da corrente, dispendiosas. Para a utilização do sensor de corrente foi implementado um filtro passa-baixo com aproximação de Bessel à 10ª ordem e uma frequência de corte a 2.5kHz. Para a construção do circuito recorreu-se ao programa FilterPro [23] e transferido para um novo programa, LTSpice que permite a simulação de filtros. A figura 40 mostra o gráfico da frequência (HZ) em relação ao ganho (dB), onde podemos confirmar que a frequência de corte é efetivamente aos 2.5 KHz, pois é nesse instante que o filtro atenua as frequências que se encontram acima da frequência de corte estabelecida. Logo, como já referido anteriormente este filtro permite a passagem das frequências abaixo da frequência de corte.

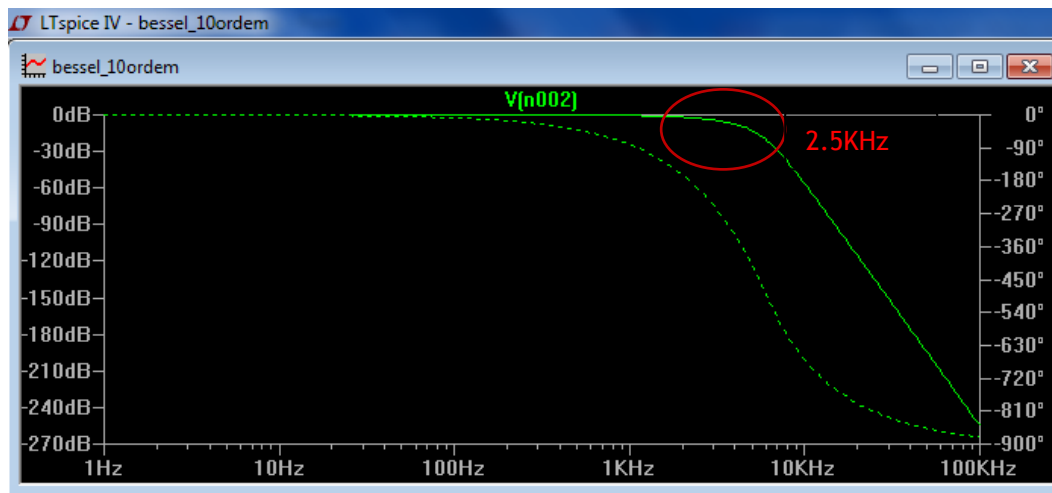


Figura 40 - Gráfico frequência/ganho do filtro Bessel

Após verificar a resposta do filtro, foi testado com a introdução de tensões até ao 5º harmónico e verificou-se qual o resultado. Na figura 41 estão representados os dois sinais de tensão correspondentes à entrada e saída do filtro.

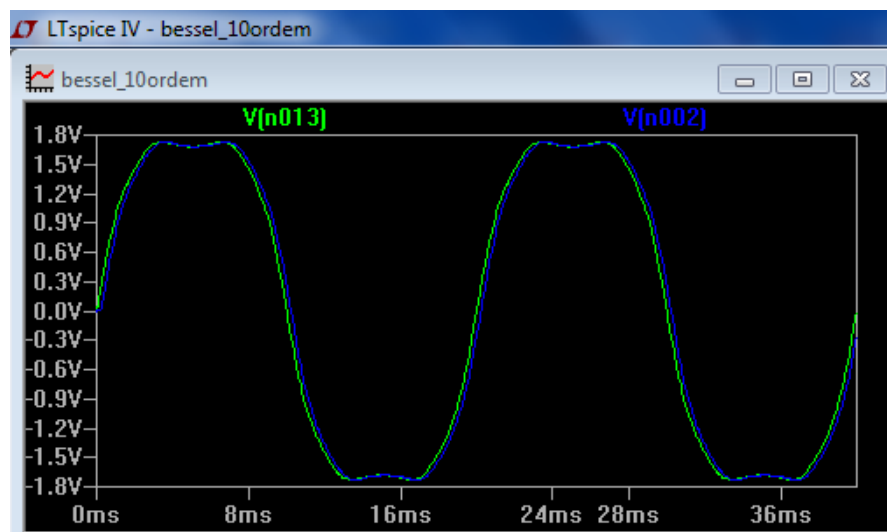


Figura 41 - Sinal à entrada do filtro (curva verde) e à saída (curva azul)

A curva a verde representa o sinal à entrada do filtro com a introdução dos harmónicos como já referido. A curva a azul representa o sinal à saída do filtro. Podemos observar que existe um atraso do sinal de saída em relação ao sinal de entrada. O valor eficaz à entrada do filtro é de 1.44V enquanto à saída o mesmo valor é de 1.43V, isto conduz a um erro embora que pequeno. Para a conclusão do estudo deste filtro, foi observada a resposta em frequência dada pelo gráfico FFT, que podemos ver na figura 42.

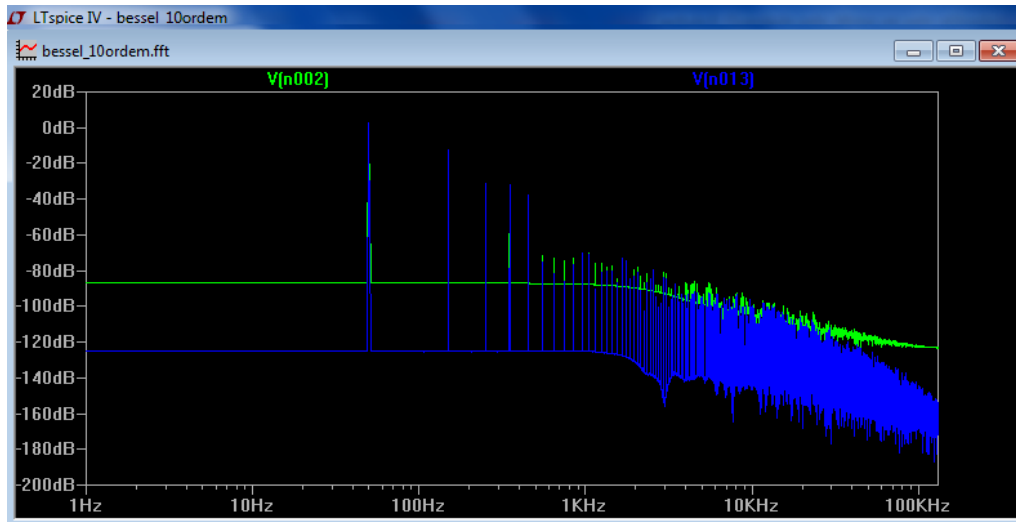


Figura 42 - Gráfico FFT do filtro Bessel

Com a observação deste gráfico podemos ter uma clara conclusão a cerca do referido filtro. Sendo que a linha azul representa o sinal à entrada do filtro onde podemos ver toda a componente harmónica introduzida e a linha verde que representa o sinal à saída do filtro. O filtro introduzido consegue atenuar as frequências que se encontram acima da frequência de corte como já referido.

O valor da corrente eficaz calcula-se da seguinte forma [24]:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{amostras} i^2(n)}{amostras}} \quad (\text{Equação 5.2})$$

Da mesma maneira que o sensor de tensão, para o cálculo da corrente foi utilizado um algoritmo [25] que permite o cálculo da raiz. Em primeiro lugar foi subtraído ao valor lido pelo ADC o valor médio da corrente, convertido. De seguida é efetuado o seu quadrado e são lidas 1000 amostras repetindo o processo sucessivamente. Atingidas as 1000 amostras é implementado o algoritmo já falado.

5.2.4. Sensor de tensão LV 25-400

O sensor de tensão LV 25-400 da LEM, figura 43, é usado para a medição da tensão. É caracterizado por um transdutor de tensão de circuito fechado usando o efeito de Hall, explicado anteriormente, de excelente precisão, com uma reduzida variação de temperatura e com alta imunidade a interferências externas [26].



Figura 43 - Sensor de tensão LV 25-400 [26]

Este sensor tem uma tensão eficaz nominal de 400V, podendo medir até aos 600V. A sua corrente eficaz nominal primária é de 10mA e de 25mA de corrente eficaz secundária. O sensor opera entre os -25 s 70°C. O sensor caracteriza-se por ser um transdutor de tensão de circuito fechado de efeito de Hall, com uma caixa plástica isoladora e resistência primária e transdutor montados na placa de circuito impresso.

O valor da tensão eficaz calcula-se da seguinte forma [23]:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{amostras} v^2(n)}{amostras}} \quad (\text{Equação 5.1})$$

Para o cálculo da tensão foi utilizado um algoritmo [25] que nos permite calcular o valor da raiz. Em primeiro lugar foi subtraído ao valor lido pelo ADC o valor médio da tensão, já convertido. De seguida é efetuado o seu quadrado e são lidas 1000 amostras repetindo o processo sucessivamente. Atingidas as 1000 amostras é implementado o algoritmo já falado.

5.2.5. Sensor de temperatura LM35

O sensor LM35, representado na figura 44, é um sensor de precisão que apresenta uma saída de tensão linear relativa à temperatura em que ele se encontrar, no momento em que for alimentado por uma tensão de 4V-20V [27]. Em cada saída contém um sinal de 10mV para cada grau Celsius de temperatura. Este sensor tem uma saída com baixa impedância, tensão linear e calibração precisa o que faz com que o interface de leitura seja simples.

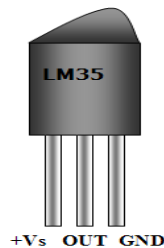


Figura 44 - Sensor de Temperatura LM35 [27]

Para o cálculo da temperatura neste trabalho foi utilizado o LM35 que ligado ao microcontrolador nos fornece os dados da temperatura ambiente. Para este circuito foi implementado um filtro para atenuação de ruído com uma frequência de corte de 10Hz, simulado no *software FilterPro* [23], representado na figura 45.

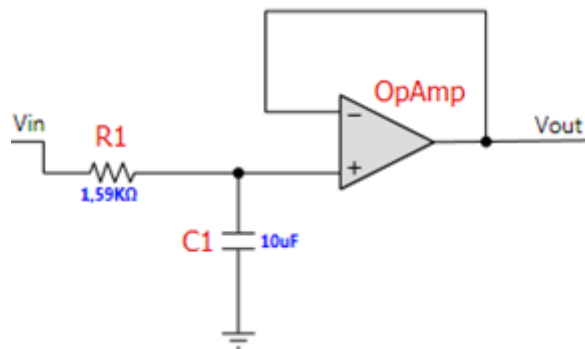


Figura 45 - Filtro gerado para sensor de temperatura

Após gerado o filtro foram efetuadas medições sem o filtro e com o filtro e foram observadas melhorias no sinal como podemos confirmar pela figura 46, em que a o canal 2 representado a azul representa a variação da temperatura sem a aplicação do filtro e o canal 1 representado a amarelo representa a variação da temperatura com o filtro aplicado.

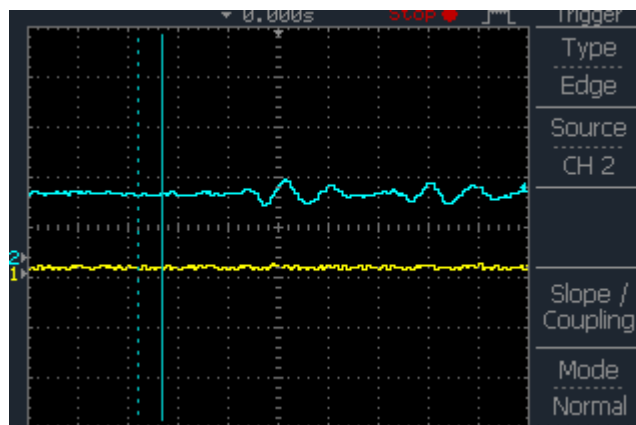


Figura 46 - Representação da tensão de saída sem filtro (canal 2 a azul) e com filtro (canal 1 a amarelo)

Em seguida é efetuada a montagem do circuito do qual faz parte o LM35, o filtro gerado e o microcontrolador. A ligação entre estes foi efetuada por intermédio de um canal analógico do ADC, neste caso o pino P6.0 correspondente ao canal 0 do ADC. O valor que é dado pelo ADC tem de ser convertido para mostrar o valor da temperatura em $^{\circ}\text{C}$, que consiste na multiplicação da temperatura correspondente ao valor de referência da tensão neste caso 2.5V.

5.3. Unidade microcontrolador MSP430f5529

O módulo MSP430F5529, figura 47, contém o necessário para iniciar o desenvolvimento da programação, incluindo a emulação *on-board*, assim como botões e LED's que auxiliam a programação.



Figura 47 - Módulo MSP430F5529 [28]

5.3.1. CPU

O microcontrolador MSP430 possui uma CPU de 16 bits de arquitetura RISC ortogonal, com uma capacidade de executar 27 instruções em bits ou palavras [29]. A CPU possui 16 registros de 16 bits:

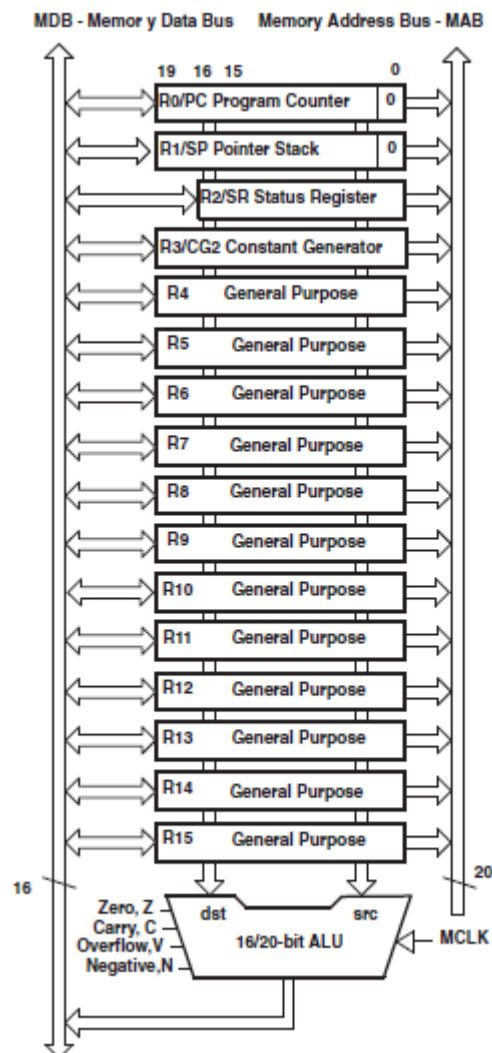


Figura 48 - Diagrama de blocos CPU [29]

R0: um contador de programa (PC-*Program Counter*);

R1: ponteiro de pilha (SP-*Stack Pointer*);

R2: registro de estado (SR-*Status Register*);

R2-R3: gerador de constantes (CG1,CG2);

R4-R15: registros de uso geral.

A CPU é ligada a memória por dois barramentos, um dedicado ao endereçamento e outro aos dados. O registo de estado é responsável pelo armazenamento das *flags* da CPU, observe-se a sua estrutura na figura 49.

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Não Usados							V	SCG1	SCG0	OSC OFF	CPU OFF	GIE	N	Z	C

Figura 49 - Registo de estado [29]

O bit R2.0 corresponde ao bit de transporte (*carry*), assume o valor 1 (C=1) quando uma operação na unidade lógica aritmética (ALU - *Arithmetic Logic Unit*) gera um *carry* de saída, resultado de uma operação com transporte de bits;

O bit R2.1 corresponde ao bit nulo, que assume o valor 1 (Z=1) sempre que o resultado de uma operação na ALU com bytes ou palavras é nulo;

O bit R2.2 corresponde ao bit negativo e assume o valor 1 (N=1) quando uma operação na ALU com bytes ou palavras resulta em um número negativo;

O bit R2.3 define o GIE (*Global Interrupt Enable*), habilitando todas as interrupções mascaráveis quando igual a 1 (GIE=1) e desabilita-as quando igual a 0 (GIE=0);

Os bits R2.4 e R2.5 são responsáveis por desligar a CPU e o oscilador, respetivamente, quando iguais a 1;

Os bits R2.6 e R2.7 correspondem a bits de controlo do módulo básico do *clock*;

O bit R2.8 é o bit de *overflow*.

Os registos R2 e R3 em conjunto geram seis constantes, não precisando de recorrer a uma palavra adicional de 16 bits no código do programa, como mostra a tabela 4.

Tabela 4 - Gerador de constantes [29]

Registrador origem (Rs)	Modo de endereçamento do registrador origem (As)	Constante gerada
R2	00	-
R2	01	(0)
R2	10	00004h
R2	11	00008h
R3	00	00000h
R3	01	00001h
R3	10	00002h
R3	11	0FFFFh

Os registos R4 a R15 são de uso geral, podendo ser acedidos por bytes ou palavras.

5.3.2. Instruções

O MSP430F5529 é constituído por um conjunto de instruções, 27 instruções físicas e 24 emuladas, o que perfaz um total de 51 instruções. As instruções físicas correspondem a instruções convencionais executadas pela CPU com *opcodes* próprios, enquanto as instruções emuladas fazem com que o código-fonte seja mais simples mas ao invés das instruções convencionais não possuem *opcodes* próprios. As instruções possuem 16 bits e podem ocupar até três palavras na memória do programa, que vai depender do endereçamento utilizado [29].

As instruções classificam-se de três formas distintas:

- Instruções de um operador;
- Instruções de dois operadores;
- Instruções de salto.

A figura 50 e a tabela 5 mostram o conjunto das instruções de um operador, o seu formato e os respetivos *opcodes*.

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Conteúdo	0	0	0	1	0	0	Opcode			B/W	As		Registrador Rs			

Figura 50 - Formato das instruções de um operador [29]

Tabela 5 - Conjunto de instruções de um operador [29]

Opcode			Mnemónico	Operação
0	0	0	RRC	Desloca um <i>bit</i> para a direita com <i>carry</i>
0	0	1	SWPB	Inverte a posição dos <i>bytes</i> mais e menos significativos
0	1	0	RRA	Desloca um <i>bit</i> para a direita aritmeticamente
0	1	1	SXT	Estende sinal
1	0	0	PUSH	Empilha
1	0	1	CALL	Chama sub-rotina
1	1	0	RETI	Retorna de interrupção

O *opcode* é o código de operação, que representa o conjunto de bits que especifica a operação a ser executada. B/W representa o bit que especifica o formato da instrução, B/W=0 para instruções do formato palavra e B/W=1 para instruções do formato *byte*. As indica o modo de endereçamento do registo de origem. Existem quatro modos de endereçamento possíveis, como podemos ver na tabela 6.

Tabela 6 - Modos de endereçamento do registo de origem [29]

As		Modo de endereçamento	Descrição
0	0	Modo registrador	O operando encontra-se no registrador Rn
0	1	Modo indexado	O operando encontra-se no endereço de memória Rn+X
1	0	Modo indirecto	O operando encontra-se no endereço de memória contido em Rn
1	1	Modo indirecto/auto incremento	O operando encontra-se no endereço de memória contido em Rn. Em seguida Rn é incrementado em 2

Em relação às instruções de dois operadores, observam-se na figura 51 e tabela 7 o conjunto das instruções, o seu formato e os seus *opcodes* respetivos.

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Conteúdo	Opcode				Reg. Origem (Rs)				Ad	B/W	As		Reg. Destino (Rd)			

Figura 51 - Formato das instruções de dois operadores [29]

Tabela 7 - Conjunto de instruções de dois operadores [29]

Opcode				Mnemónico	Operação
0	1	0	0	MOV	Move a origem para o destino
0	1	0	1	ADD	Soma a origem ao destino
0	1	1	0	ADDC	Soma a origem e o carry ao destino
0	1	1	1	SUBC	Subtrai a origem do destino (com carry)
1	0	0	0	SUB	Subtrai a origem do destino
1	0	0	1	CMP	Compara a origem com o destino
1	0	1	0	DADD	Soma decimal da origem com o destino
1	0	1	1	BIT	Testa os bits da origem e do destino
1	1	0	0	BIC	Reset do bit
1	1	0	1	BIS	Lógica OU
1	1	1	0	XOR	Lógica OU exclusivo
1	1	1	1	AND	Lógica E

Ad indica o modo de endereçamento do registo de destino (Rd), quando Ad=0 encontra-se no modo de registo, quando Ad=1 encontra-se no modo indexado. O conjunto das instruções de salto, o formato e respetivo opcode é mostrado na figura 53 e tabela 8.

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Conteúdo	0	0	1	Condição			Offset									

Figura 52 - Formato das instruções de salto [29]

Tabela 8 - Conjunto de instruções de salto [29]

Condição			Mnemônico	Descrição
0	0	0	JNE/JNZ	Salta se a <i>flag</i> Z for igual a 0
0	0	1	JEQ/JZ	Salta se a <i>flag</i> Z for igual a 1
0	1	0	JNC/JLO	Salta se a <i>flag</i> C for igual a 0
0	1	1	JC/JHS	Salta se a <i>flag</i> C for igual a 1
1	0	0	JN	Salta se a <i>N</i> for igual a 1
1	0	1	JGE	Salta se a <i>N XOR V</i> for igual a 0
1	1	0	JL	Salta se a <i>N XOR V</i> for igual a 1
1	1	1	JMP	Salta incondicionalmente

Offset representa um número de 10 bits com sinal, usado para calcular o novo valor do registo quando a condição de salto é satisfeita.

5.3.3. Memória

A memória do MSP430 pode ser dividida por regiões básicas, como podemos observar na figura 53. O registo de funções especiais têm como função habilitar funções em alguns módulos, localizados entre as regiões 00h e 0Fh. O registo de periféricos é responsável pela comunicação entre a CPU e os periféricos, que se encontram localizados entre as regiões 0010h e 01FFh. Nesta região os registos podem ser de 8 ou 16 bits. Outra região destacada que podemos observar é a memória RAM, caracterizada por ser uma memória de dados utilizada para armazenar as variáveis do programa escrito pelo utilizador, sempre com início no endereço 0200h com tamanho variável. A memória ROM é a memória que armazena o programa escrito pelo utilizador, localizado no endereço 0FFFh. Por fim, a região que se destina à tabela do vector de interrupção ou seja, a região da memória ROM que armazena os endereços das rotinas de interrupção, que se localiza entre os endereços 0FFE0h e 0FFFFh. [29]

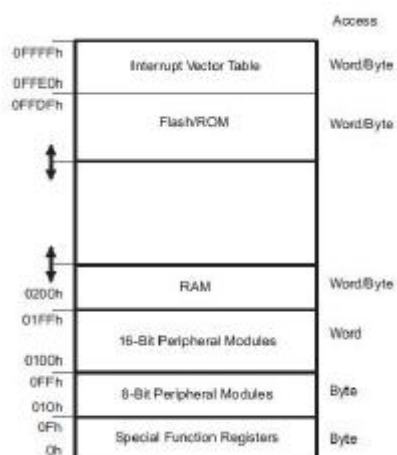


Figura 53- Mapa de memória do MSP430 [29]

A memória *flash* consiste numa memória não volátil para armazenamento do código do programa. Muitos microcontroladores, como o MSP430 tem memória *flash* integrada. A memória *flash* consiste em um byte ou uma palavra endereçável e programável, que contém um controlador integrado que controla a programação. O módulo da memória *flash* inclui três registos, um gerador de sincronismo e um gerador de tensão [30].

5.3.4. Portos de Entrada/Saída

O microcontrolador MSP430F5529 possui portos digitais de 8 bits, ou seja, com 8 pinos que podem ser configurados individualmente como entrada ou saída. Os portos P1 e P2 têm interrupções associadas geradas por estes. A configuração dos portos consiste na definição de vários registos apresentados em seguida. A configuração de todos os pinos do microcontrolador pode ser consultada no anexo A.

PxIN: Registo de entrada

No registo de entrada cada bit reflete o valor do sinal de entrada no pino correspondente quando se encontra configurado na função de entrada/saída. Quando o bit é 0 a entrada encontra-se a nível lógico baixo, quando o bit é 1 a entrada encontra-se a nível lógico alto.

PxOUT: Registo de saída

No registo de saída cada bit reflete o valor do sinal de saída no pino correspondente quando se encontra configurado na função de entrada/saída e na direção da saída. Quando o bit é 0 a saída encontra-se a nível lógico baixo, quando o bit é 1 a saída encontra-se a nível lógico alto.

PxDIR: Registo de direção

No registo de direção cada bit seleciona a direção do pino correspondente de entrada/saída independente da função selecionada. Quando o bit se encontra a 0 o pino está selecionado como entrada, quando o bit se encontra a 1 o pino está selecionado como saída.

PxSEL: Registo de seleção da função

No registo de seleção da função cada bit é utilizado para selecionar a função do correspondente pino de entrada/saída. A utilização deste registo permite que os pinos de qualquer porto sejam multiplexados como funções de módulos de periféricos. Quando o bit se encontra a 0 o pino está configurado como porto de entrada/saída, quando se encontra a 1 o pino está configurado como função de um módulo de um qualquer periférico.

PxREN: Registo que habilita *pullup/pulldown*

Neste registo cada bit habilita ou desabilita o pullup/pulldown do correspondente pino de entrada/saída. Quando o bit se encontra a 0 este registo é desabilitado, quando se encontra a 1 está habilitado.

Adicionalmente a estes registos de configuração os portos P1 e P2 com capacidade de interrupção, como referido anteriormente, requerem a definição de outros registos.

P1IFG,P2IFG: Registo da flag de interrupção

Neste registo cada bit corresponde à flag de interrupção correspondente ao pino de entrada/saída. Quando o bit é 0 não existem interrupções pendentes, quando o bit é 1 existem interrupções pendentes.

P1IES,P2IES: Registo de seleção do bordo da interrupção

Neste registo cada bit seleciona o bordo de ocorrência da interrupção para o pino de entrada/saída correspondente. Quando o bit é 0 a interrupção surge na transição ascendente, quando o bit é 1 a interrupção surge na transição descendente.

P1IE,P2IE: Registo de habilitação das interrupções

Neste registo cada bit habilita a flag de interrupção correspondente PxIFG. Quando o bit é 0 a interrupção é desabilitada, quando o bit é 1 a interrupção é habilitada.

5.3.5. Temporizador Watchdog (WDT)

O temporizador *watchdog* é um temporizador de 16 bits, tendo como principal função a reinicialização controlada do sistema após a ocorrência de um problema originado pelo *software* [29]. Observe-se na figura 54 a sua estrutura.

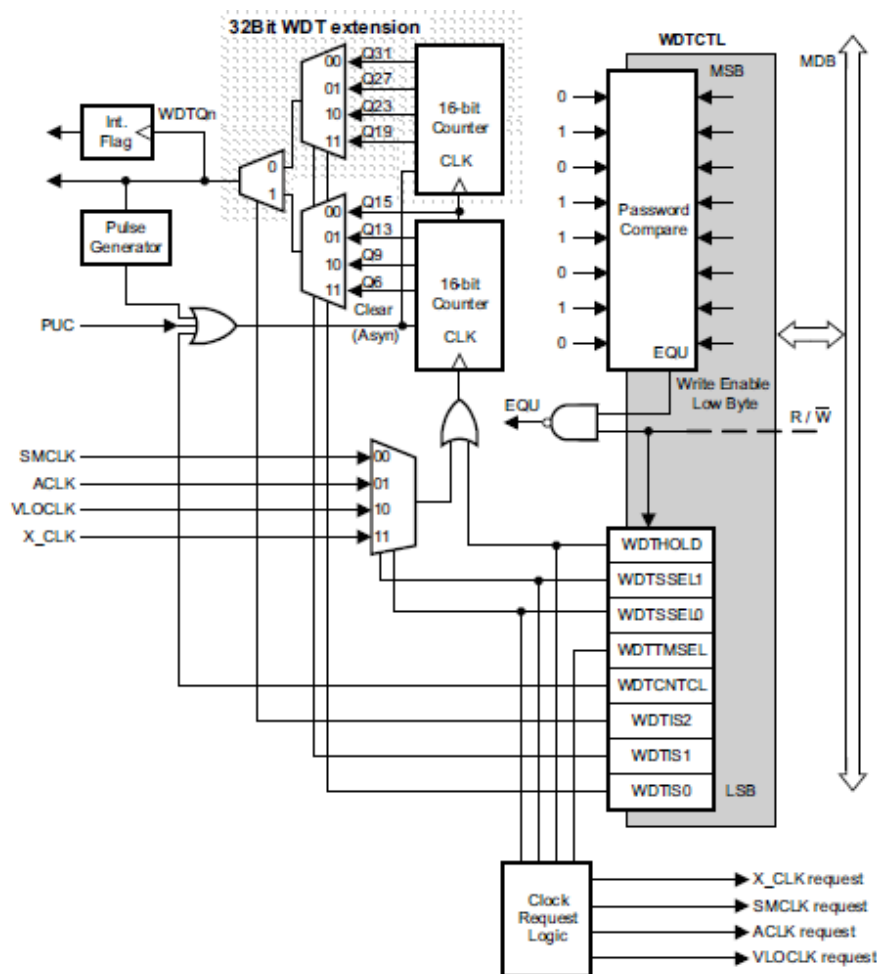


Figura 54 - Diagrama de blocos WatchdogTimer [29]

Numa aplicação se não for necessário a utilização do módulo WDT, este pode ser configurado como um temporizador de intervalos através do registo WDTCTL, podendo gerar interrupções. O temporizador possui um contador crescente de 16bits, o qual se encontra inacessível diretamente pelo *software* que pode ter como fonte de relógio o ACLK¹ ou o SMCLK². Este temporizador pode ser utilizado para fornecer interrupções periódicas, sendo que a *flag* de interrupção do WDT localiza-se no bit IFG.1 e o bit que habilita as interrupções em IE1.0.

¹ ACLK- relógio auxiliar em que o sinal é proveniente um oscilador de alta frequência. Pode ser usado como sinal de relógios do Timer A e Timer B.

² SMCLK- relógio sub-principal em que o sinal é originado a partir de qualquer oscilador de alta frequência ou através do oscilador interno.

5.3.6. Timer A e B

O temporizador Timer A de 16 bits pode ter até 7 registos de captura/comparação, podendo suportar várias operações deste tipo, saídas PWM e temporização de intervalos temporais. É caracterizado pela capacidade de interrupção que podem ser geradas a partir da condição de *overflow* do temporizador em cada um dos registos de captura/comparação. As características principais do Timer A incluem:

- Um contador assíncrono de 16 bits com quatro modos de operação e capacidade de interrupção;
- Uma fonte de relógio selecionável e configurável (relógio interno ou externo);
- Até sete registos de captura/comparação configuráveis;
- Gestão das entradas e saídas de modo assíncrono;
- Registo do vetor de interrupção para a descodificação rápida das interrupções do Timer A.

O registo de 16 bits do contador, incrementa ou decrementa o bordo ascendente do sinal de relógio, dependendo do modo de operação, com possibilidade de gerar um interrupção quando atinge o *overflow*. O temporizador poderá então ser iniciado ou reiniciado quando a fonte de relógio se encontra ativa ou quando o modo de temporização se encontra no modo up/down. O temporizador apresenta quatro modos de funcionamento, descritos na tabela 9.

Tabela 9 - Modos de funcionamento do temporizador [29]

MC	Modo	Descrição
00	STOP	O temporizador está parado.
01	UP	O temporizador conta repetidamente a partir de zero para o valor de TAxCCR0.
10	Continuous	O temporizador conta repetidamente a partir de zero para 0FFFFh.
11	Up/down	O temporizador conta repetidamente a partir de zero para o valor de TAxCCR0 e de volta para zero.

Como já referido anteriormente no Timer A existem sete registos de captura/comparação idênticos podendo ser usados para a captura dos dados do temporizador ou para gerar intervalos temporais. Então o modo de captura é selecionado quando o registo CAP=1 de

modo a proceder à gravação de eventos temporais, como cálculos computacionais. As entradas de captura (registo CClxA e CClxB) são ligadas a pinos externos ou sinais internos. O modo de comparação é selecionado quando CAP=1, sendo utilizado para gerar saídas PWM ou interrupções em intervalos de tempo específicos. Os modos de saída são definidos nos bits OUTMODx, sendo o sinal OUTx modificado com o bordo ascendente do relógio do temporizador, como observamos na tabela 10.

Tabela 10 - Modos de saída do temporizador [29]

OUTMODx	Modo	Descrição
000	Output	O sinal de saída OUTn é definido pelo bit OUT. O sinal OUTn actualiza imediatamente quando OUT é actualizado.
001	Set	A saída é definida como set quando o temporizador conta para o valor TAxCCRn. Este permanece assim até ao <i>reset</i> do temporizador ou até outro modo de saída ser selecionado.
010	Toggle/Reset	A saída alternada (<i>toggle</i>) quando o temporizador conta até ao valor TAxCCRn. Ele é respondido (<i>reset</i>) quando o temporizador conta para o valor TAxCCR0.
011	Set/Reset	A saída é definida como set quando o temporizador conta até ao valor TAxCCRn. Ele é respondido (<i>reset</i>) quando o temporizador conta para o valor TAxCCR0.
100	Toggle	A saída alternada (<i>toggle</i>) quando o temporizador conta até ao valor TAxCCRn. O período de saída é o dobro do período do temporizador.
101	Reset	A saída é definida como <i>reset</i> quando o temporizador conta para o valor TAxCCRn. Este permanece até outro modo de saída for selecionado.
110	Toggle/Set	A saída alternada (<i>toggle</i>) quando o temporizador conta até ao valor TAxCCRn. Ele é definido como <i>set</i> quando o temporizador conta para o valor TAxCCR0.
111	Reset/Set	A saída é definida como <i>reset</i> quando o temporizador conta para o valor TAxCCRn. Ele é definido como <i>set</i> quando o temporizador conta para o valor TAxCCR0.

O Timer B pode ser considerado uma evolução do Timer A, inclui todas as funcionalidades disponíveis no Timer A e ainda a capacidade de configuração do contador principal para quatro larguras de banda diferentes. O Timer B é programável desde 8,10,12 ou 16 bits e todas as saídas do Timer B podem ser colocadas num estado caracterizado pela alta impedância.

5.3.7. Hardware

Neste ponto é descrito o *hardware* do MSP430F5529 como mostra a figura 55 com as suas respetivas características e configurações.

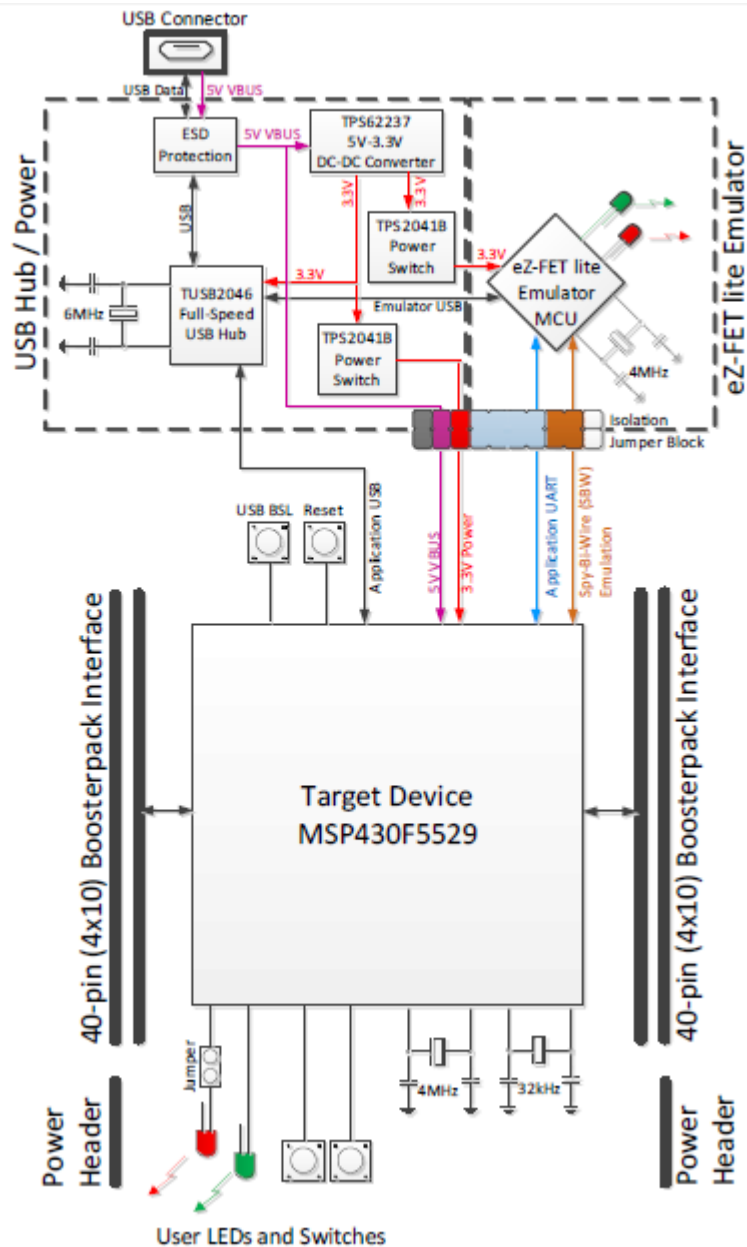


Figura 55 - Diagrama de blocos [28]

O microcontrolador é caracterizado por operar entre 1.8V a 3.6v, com um sistema de relógio até 25MHz, memória flash 128KB, 8KB de RAM, 5 timers e um conversor analógico-digital de 12 bits.

As ferramentas de desenvolvimento LaunchPad da Texas Instruments integram um emulador para programação e depuração, Ez-FET lite Onboard Emulator, para simplificar o desenvolvimento dos projetos e proporcionar baixos custos ao utilizador. Na figura 56 podemos observar com mais detalhe a sua constituição.

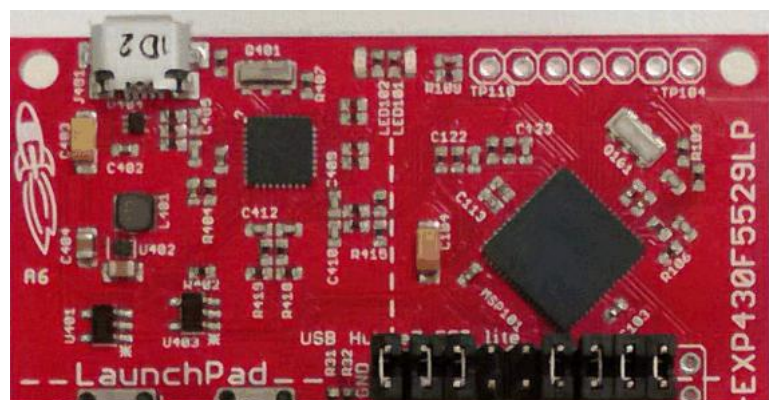


Figura 56 - eZ-FET lite Emulator [28]

A linha a tracejado ao longo da placa divide a área correspondente ao emulador. O emulador é caracterizado pela sua simplicidade e baixo custo, tendo como características principais:

- Depuração USB e interface de programação;
- Leds para feedback visual;
- Campo *firmware* atualizável;
- Suporte da maioria dos dispositivos MSP430.

Como referi, os leds do emulador fornecem um feedback para o utilizador acerca do estado deste, como podemos ver através da tabela 11.

Tabela 11 - Comportamento dos leds do emulador [29]

Green LED (Power)	Red LED (Mode)	Descrição
OFF	OFF	eZ-FET lite não está conectado ao PC, não está pronto. Desconectar o LaunchPad do Pc e voltar a conectar.
ON	OFF	eZ-FET está conectado e pronto mas o interface não foi aberto por IDE.
ON	ON	eZ-FET é usado pela IDE mas não existe transferência de dados.
ON	Blinking	eZ-FET está em acção: a transferência de dados entre eZ-FET e IDE está a ocorrer.
OFF	ON	Ocorreu um erro grave: desconectar e voltar a conectar eZ-FET. Se isto não resolver o erro, enviar para reparação.
Alternating green and red blinking		Uma crítica actualização está a ser executada no eZ-FET. Não interferir com este durante esse tempo. Esperar até ter terminado.

O MSP430F5529 exige apenas uma conexão USB, através de um hub USB integrado, mostrado na figura 57. O emulador e um cabo USB podem ser utilizados em simultâneo o que simplifica a configuração de desenvolvimento do projeto.

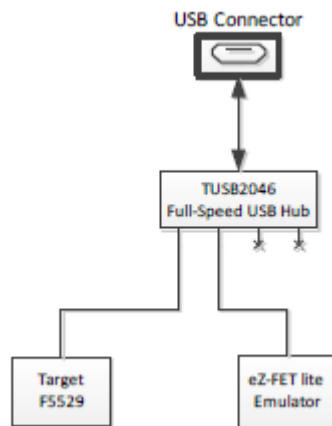


Figura 57 - On-board USB [28]

O emulador eZ-FET é um dispositivo USB composto, ou seja, contém duas interfaces USB:

- Interface CDC para a função de emulação (porta COM virtual);
- Interface CDC para a aplicação UART (porta COM virtual).

Embora as portas virtuais sejam acessíveis a qualquer dispositivo não faz a interface entre eles, pois apenas se destinam ao uso com ferramentas de emulação como o CCS (utilizado neste trabalho) ou IAR. Na figura 58 observa-se um segmento de energia do diagrama de blocos, em que a conexão USB fornece uma alimentação de 5V, denominado de VBUS.

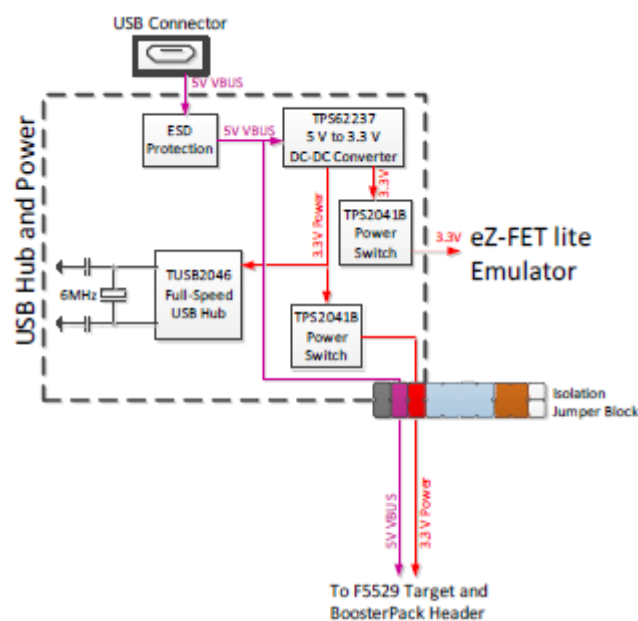


Figura 58 - Fonte de alimentação MSP430f5529 [28]

Este aspecto torna-se útil para dispositivos USB que apenas precisem de funcionar quando ligados , por exemplo a um teclado e por isso não precisam da sua própria fonte de energia.

O microcontrolador em questão fornece dois ressonadores:

- XT1: um cristal de 32 kHz.
- XT2: um ressonador cerâmico de 4MHz.

O cristal de 32kHz permite correntes LPM3 inferiores às outras fontes de relógio de baixa frequência, portanto a presença do cristal permite que a gama de baixo consumo de energia seja usada. As operações USB no MSP430F5529 requerem um relógio de referência de alta frequência, usando assim um ressonador cerâmico de 4MHz.

Outro aspeto importante do hardware é a aplicação UART, que permite a comunicação com o anfitrião o qual não faz parte da função principal tornando-se bastante útil durante o desenvolvimento de uma interface. O conjunto dos *jumpers* de isolamento, figura 59, são outro dos aspetos importantes do hardware do microcontrolador.

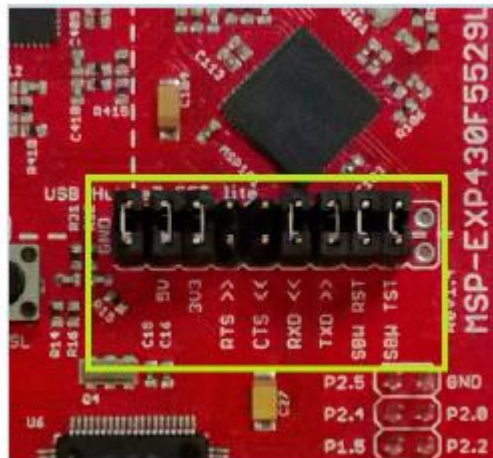


Figura 59 - Jumpers de isolamento [28]

Um conjunto de dez *jumpers* é colocado entre o emulador e o F5529, observemos na tabela 12 a descrição de cada um.

Tabela 12 - Conexões dos jumpers de isolamento [28]

Jumper (from left to right)	Descrição
GND	Ground
5V	5-V VBUS, proveniente do USB host. O F5529 precisa disto se tentar uma conexão com este.
3V3	3.3V , deriva do VBUS com o conversor dc-dc.
RTS>>	Backchannel UART: preparado para enviar para o controlo de fluxo do hardware. O <i>target</i> pode usar isso para indicar se ele está pronto para receber dados do PC <i>host</i> . As setas indicam a direcção do sinal.
CTS<<	Backchannel UART: livre para enviar para o controlo de fluxo do hardware. O PC host (através do emulador) usa isso para indicar se está pronto para receber dados. As setas indicam a direcção do sinal.
RXD<<	Backchannel UART: o F5529 <i>target</i> recebe dados através deste sinal. As setas indicam a direcção do sinal.
TXD>>	Backchannel UART: o F5529 <i>target</i> envia dados através deste sinal. As setas indicam a direcção do sinal.
SBW RST	Spy-Bi-Wire emulador: sinal de dados SBWTDIO. Este pino também funciona como o sinal RST (ativa nível baixo).
SBW TST	Spy-Bi-Wire emulador: sinal de relógio SBWTDIO. Este pino também funciona como o sinal TST.
N/C	Não conectado. RESERVADO.

Para concluir, o F5529 tem um carregador de inicialização no chip (BSL), figura 60, que consiste num programa que reside num local protegido na memória flash do MCU para facilitar a comunicação com um anfitrião externo.

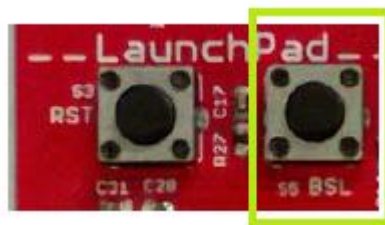


Figura 60 - USB BSL [28]

5.3.8. ADC

O conversor A/D (Analógico-Digital) é aplicado na aquisição e processamento de sinais analógicos. Este conversor tem uma resolução de 12 bits com uma velocidade até 200K amostras por segundo, 8 canais externos, operação entre 2.2V e 3.6V, fontes de relógio seleccionáveis por software e possibilidade de iniciar a conversão por uma das saídas dos timers A e B. O diagrama de blocos do ADC pode ser visto na figura 61. [29]

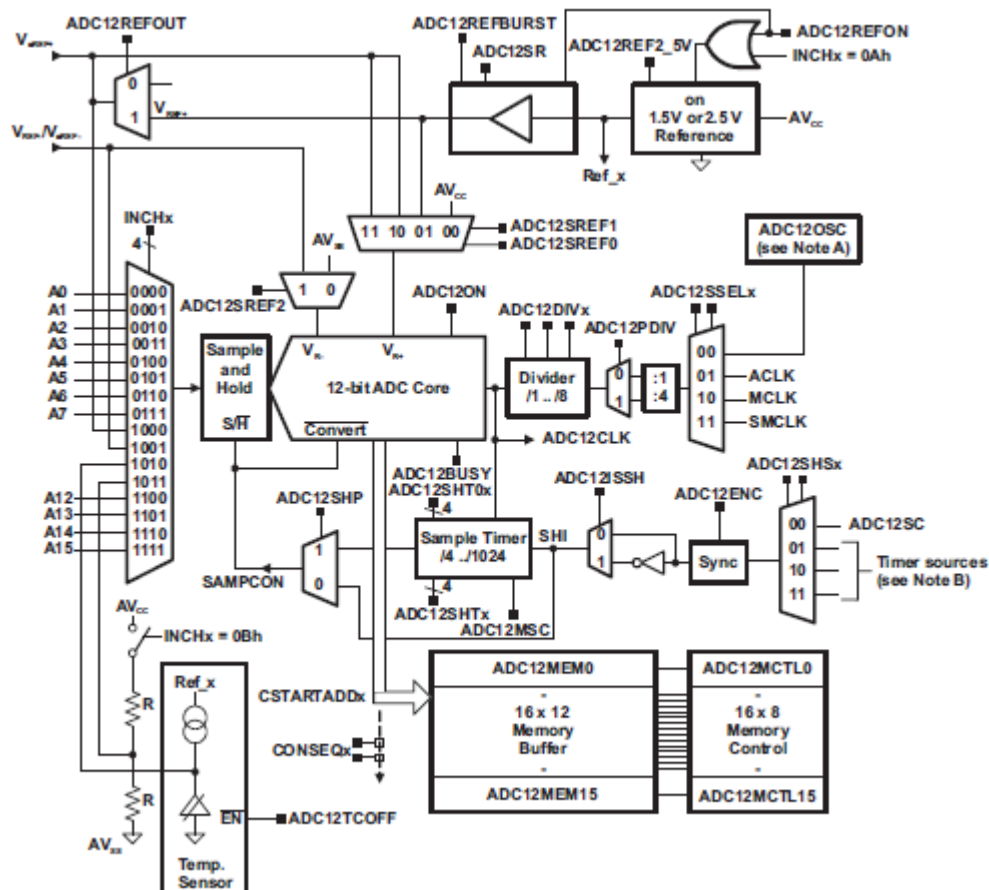


Figura 61 - Diagrama de blocos do ADC [29]

O conversor analógico-digital converte a entrada analógica numa representação digital de 12 bits armazenando o resultado na memória correspondente à conversão. Este conversor utiliza dois níveis de tensão V_{R+} e V_{R-} para a definição dos limites do intervalo de conversão. Os limites de tensão assim como o canal de entrada a ser utilizado pelo ADC são configurados por um registo de controlo denominado de *conversion-control memory*. O conversor é configurado através de dois registos ADC12CTL0 e ADC12CTL1. Para o relógio de amostragem utiliza-se um sinal com um período que é múltiplo do período de conversão ou um sinal que é gerado pelos timers internos do MSP430.

Para a configuração do relógio de amostragem assim como do relógio de conversão, são utilizados os seguintes registos:

- ADC12SSEL: Registo que determina a fonte de alimentação do sinal ADC12CLK

Bit 0: ADC12OSC

Bit 1: ACLK

Bit 2: MCLK

Bit 3: SMCLK

- ADC12DIV: Registo que define o divisor do sinal que alimenta ADC12CLK

Bit 0 a 7: Divisor de 1 a 8

- SHS: Registo que seleciona a fonte do sinal que inicia o processo ou controla a amostragem iniciada quando o valor do sinal for elevado.

Bit 0: O bit ADC12SC é utilizado para dar início ao processo;

Bit 1: O sinal é gerado pelo Timer A1;

Bit 2: O sinal é gerado pelo Timer B0;

Bit 3: O sinal é gerado pelo Timer B1.

- ISSH: Registo que inverte a forma de onda do sinal que inicia ou controla o processo de amostragem.

Bit 0: Sinal sem conversão;

Bit 1: Sinal invertido.

- SHP: Registo que permite que o sinal selecionado pelo registo SHSx seja usado para o controlo do ciclo de amostragem, gerando o sinal SAMPCON.

Bit 0: O sinal SAMPCON é gerado a partir de um sinal externo selecionado através do registo SHSx. O período de tempo em que o sinal se encontrar a nível alto corresponde à duração da amostragem.

Bit 1: O sinal SAMPCON é gerado pelo timer do ADC.

- SHTx: Registo que define o número de ciclos do sinal de relógio do ADC, sendo utilizados para a realização da amostragem.

O ADC contém um gerador interno de referência de tensão com dois níveis, 1.5V e 2.5V. Estas referências podem ser utilizadas internamente, pois para o MSP430F5529 utilizado neste trabalho o pino VREF+ não se encontra disponível externamente. Existem 16 registos ADC12MEMx que permitem armazenar o resultado das conversões. Cada memória de conversão está associada a um registo de configuração ADC12MCTLx, sendo nestes que se definem qual o canal de entrada e qual a referência utilizada.

- SREFx: Registo que determina as referências de tensão que são utilizadas por ADC MEMx.

- INCHx: Registo que define qual o canal associado a ADC12MEMx.

O ADC tem quatro formas diferentes de operação, conversão de um canal apenas uma vez, conversão de uma sequência de canais apenas uma vez, conversão de um canal repetidamente e conversão de uma sequência de canais repetidamente. O ADC possui 18 fontes de interrupção.

- ADC12IFG0 a ADC12IFG15: Registo das interrupções geradas.
- ADC12OV: Registo que indica a ocorrência de overflow, isto significa a perda de uma amostra.
- ADC12TOV: Registo que indica a ocorrência de overflow durante o tempo de conversão, isto significa que uma conversão foi iniciada antes da conversão anterior terminar.

5.4. Comunicação Zigbee com rádio CC2530

5.4.1. Características principais

O rádio CC2530 é a segunda geração da TI Zigbee/IEEE 802.15.4 compatível com o núcleo 8051 MCU e rádio na banda dos 2.4 GHz, operando a baixa tensão. O CC2530 consiste numa solução *system-on-chip* (SoC), que fornece um suporte extensivo de *hardware* para a manipulação de pacotes, autenticação de dados, buffer de dados, avaliação do canal, etc. O CC2530 tem vários modos de operação com um consumo baixo de energia.

A combinação do protocolo Zigbee com o CC2530 fornece uma solução robusta e completa. O CC2530 combina o elevado desempenho de um transceptor RF com um 8051 MCU, com uma memória num sistema programável flash, 8 KB de RAM, e muitos outros recursos importantes. Na figura 62 podemos observar o diagrama de blocos do CC2530, onde os módulos podem ser divididos em três categorias distintas: CPU e módulos relacionados com a memória, módulos relacionados com os periféricos, relógio e gestão de energia e módulo relacionado com o rádio [31].

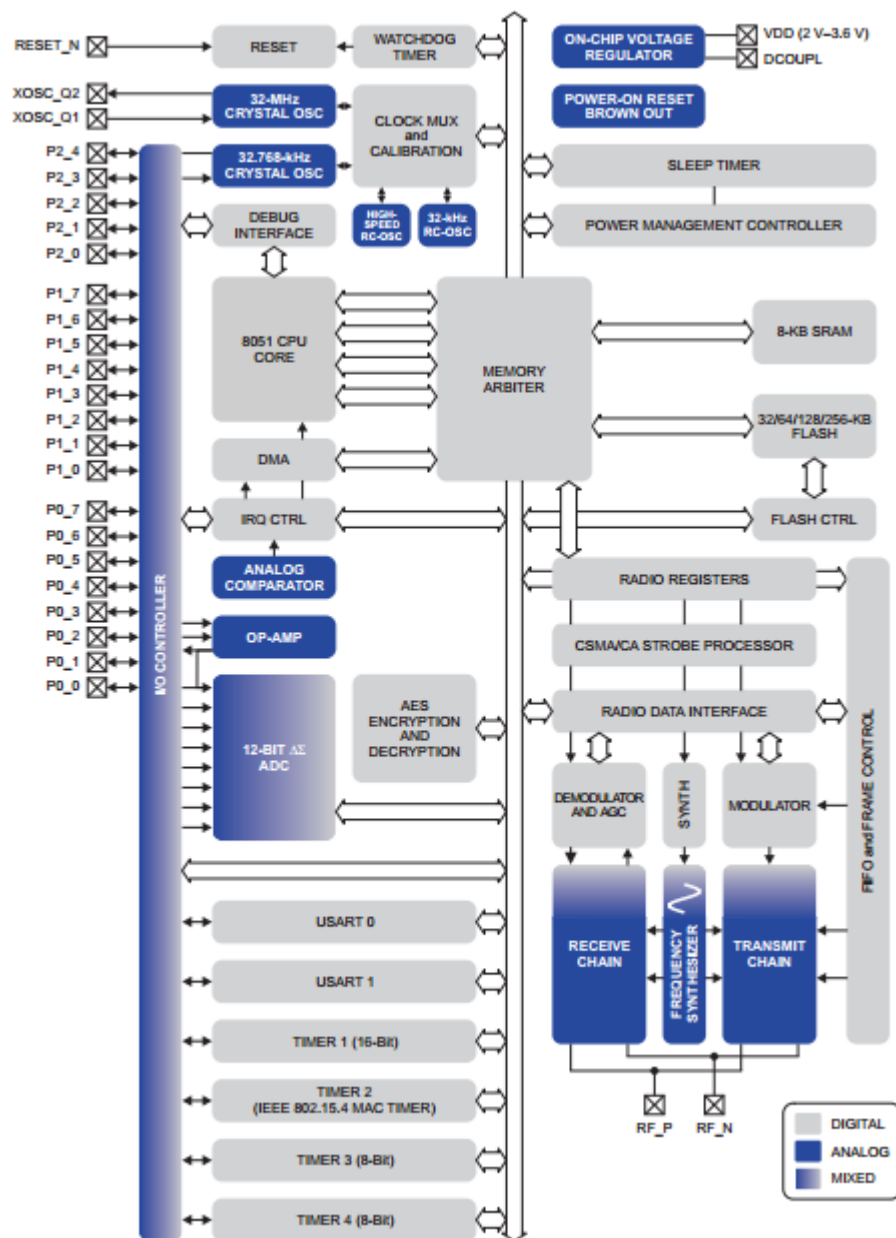


Figura 62 - Diagrama de blocos CC2530 [31]

O núcleo 8051 CPU utilizada no dispositivo CC2530 tem três formas de acesso de memória diferentes, inclui uma interface de depuração e uma unidade de interrupção. Qualquer pedido de interrupção é atendido mesmo quando o dispositivo se encontra em modo de espera, retornado ao modo ativo. Em relação ao módulo relógio e gestão de energia, o núcleo digital e os periféricos são alimentados através de um regulador de tensão a 1.8V. Este tem como funcionalidade a gestão de energia que permite a operação a baixa potência. O dispositivo tem memória flash para armazenamento do código do programa. O controlador de entrada/saída é responsável por tudo em geral dos pinos de entrada/saída.

A CPU pode também controlar alguns pinos que não sejam controlados através do *software*, sendo que as suas interrupções podem ser habilitadas em cada pino individualmente. O timer 1 é um temporizador de 16 bits com a função de temporizador/contador/PWM que tem um divisor programável e cinco canais. Cada um dos canais do contador pode ser usado como uma saída PWM. O timer 2 (MAC timer) é concebido para apoiar a camada MAC da norma IEEE 802.15.4. O temporizador tem um período de temporização configurável e um contador de 24 bits. O timer 3 e 4 são temporizadores de 8 bits com um divisor programável. O ‘*sleep timer*’ é um temporizador de baixa potência que é acionado em todos os modos de operação à exceção do modo de alimentação.

O ADC suporta 7 a 12 bits de resolução com uma largura de banda de 30 kHz a 4 kHz, respetivamente. O conversor pode automatizar o processo de amostragem periódica ou conversão através de uma sequência de canais. O *watchdog timer* permite não só que o CC2530 reinicie mas também permite ser configurado como um temporizador geral de 32kHz. O CC2530 possui um transceptor de rádio compatível com IEEE 802.15.4 [31]. O núcleo RF controla os módulos de rádio analógico e fornece uma interface entre o MCU e o rádio.

5.4.2. Desenvolvimento Z-stack

O Z-stack é uma implementação em *software* da pilha protocolar ZigBee, que se destina a dispositivos baseados nos microcontroladores da família 8051 e MSP430, tendo como linguagem de programação a programação em C. Este define todas as camadas do Zigbee, à exceção da camada PHY que se encontra implementada ao nível do hardware. Outras camadas foram implementadas, como a camada HAL (*Hardware Abstraction Layer*) e a camada OSAL (*Operating System Abstraction Layer*). A primeira disponibiliza um conjunto de funções que permitem a simplificação da configuração, assim como a utilização e gestão de energia dos periféricos do microcontrolador. A camada OSAL é utilizada para a proteção dos componentes do software Z-stack durante todo o processamento.

5.5. Firmware

Para o desenvolvimento do firmware, vários parâmetros explicados anteriormente foram configurados de acordo com o trabalho.

5.5.1. Ambiente de desenvolvimento Code Composer Studio (CCS)

O software usado para trabalhar com o microcontrolador MSP430F5529 é o Code Composer Studio, desenvolvido pela Texas Instruments. Para iniciar a programação do microcontrolador, começou-se por criar no CCS um novo projeto CCS [32] como mostra a figura 63.

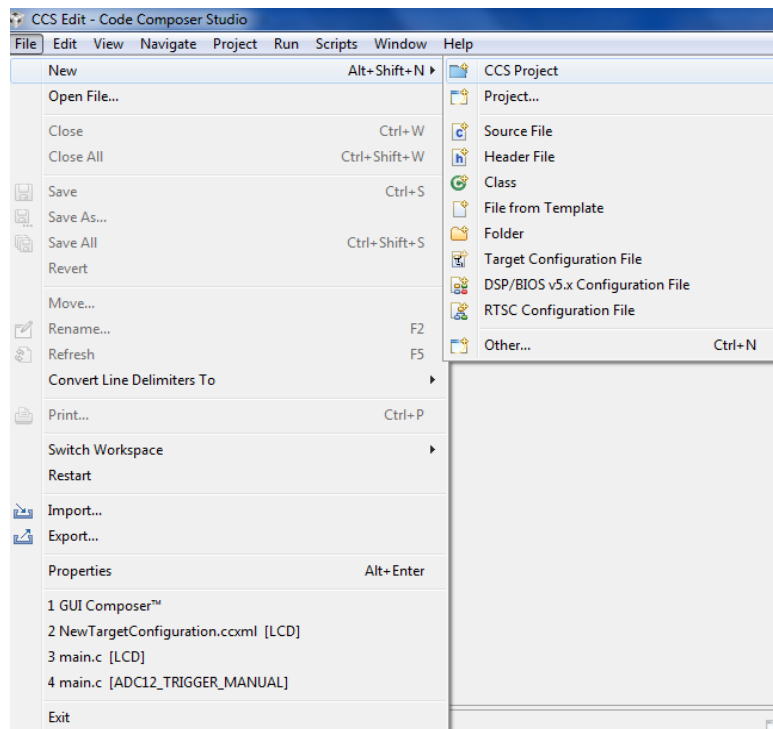


Figura 63 - Figura exemplificativa de criação de um projeto CCS

Uma nova janela é apresentada para definir o tipo de projeto, onde se dá nome ao projeto e se escolhe a família do dispositivo como podemos observar na figura, MSP430F5529 onde se enquadra este trabalho.

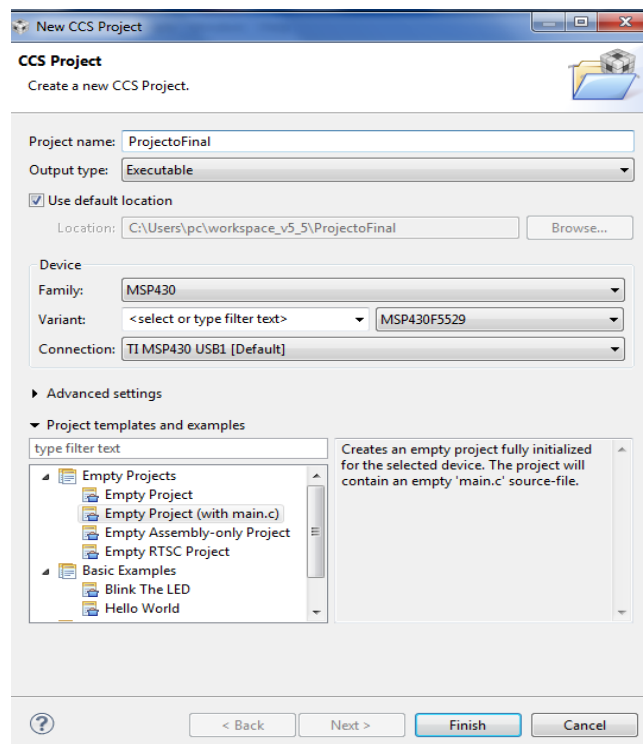


Figura 64 - Definição do tipo de projeto

5.5.2. Configuração do Relógio

Para a configuração do relógio do MSP430 recorreu-se a vários registos, configurando o relógio para o seu valor máximo de 25 MHz (na prática este valor não atinge os 25MHz mas fica muito próximo). A configuração do valor da frequência de relógio é feita através do registo UCSTL2 (ACLK=32 kHz e MCLK e SMCLK=25 MHz), sendo que com registo DCORSEL é selecionada a faixa de frequência. Com o registo UCSTL4 é selecionada a fonte ACLK neste caso DCOCLK correspondente ao bit 3, a fonte MCLK como DCOCLK correspondente ao bit 3 e a fonte SMCLK como DCLOCK correspondente da mesma forma ao bit 3.

5.5.3. Configuração do ADC

Para a configuração do ADC, definiram-se 32 ciclos para o período de amostragem dos registos de memórias ADC12MEM0 a ADC12MEM2, através do registo ADC12CTL0. Para selecionar a fonte de amostragem define-se o registo ADC12SHS com o bit 1 que corresponde ao Timer A0.1 no pino P1.2. A fonte de relógio é selecionável a partir do registo ADC12SSEL, que neste caso corresponde ao bit 3 SMCLK. O modo de conversão do ADC é então definido como repetição e sequência de canais pelo registo ADC12CONSEQ. Para a definição da resolução da conversão é utilizado o registo ADC12CTL2 que neste caso define uma resolução de 12 bits. Para cada canal ADC necessário é definido no registo ADC12MCTLx, neste caso são necessários três canais, um correspondente à leitura da temperatura, outra à leitura da corrente e um outro correspondente à leitura da tensão. No fim do código é também ativo o registo de interrupção do ADC.

5.5.4. Configuração do Timer

Configurado o relógio do MSP430 a 25MHz como visto anteriormente, procedeu-se à configuração do timer. A frequência de amostragem colocada a 25 kHz define-se com o registo TAxCCR0, sendo este um registo de comparação. Para uma frequência de relógio a 25MHz e uma frequência de amostragem a 25kHz, tem-se 1000 amostras por segundo, na figura 55, com o auxílio do osciloscópio podemos observar o comportamento do timer assim como a frequência de amostragem. O modo de saída através do registo CCTLx é configurado para o modo Toggle/Set (OUTMOD 6). A fonte de relógio do timer A é definida pelo registo TASSEL sendo que o bit 2 corresponde ao modo SMCLK. O registo MC bit 1 define o modo up, em que o temporizador conta até ao registo TAxCCR0. Por fim é definido o registo TACLR que tem como função reiniciar automaticamente sendo lido como zero. O pino P1.2 é definido e declarado nesta configuração pois corresponde ao pino associado ao timer A usado.

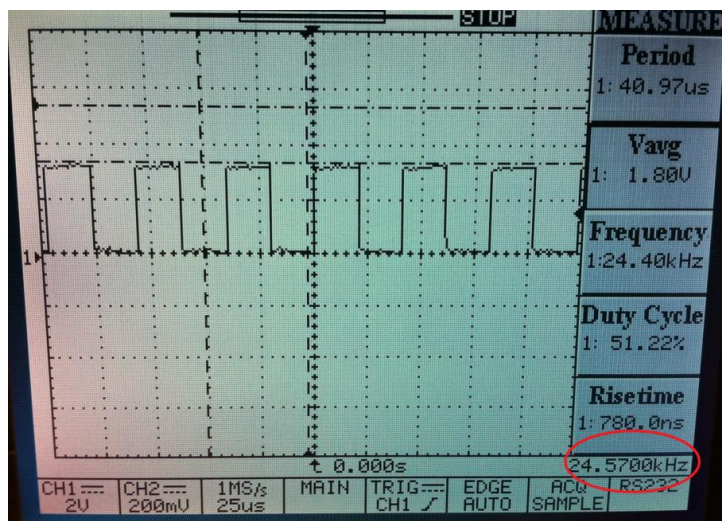


Figura 65 - Resposta do Timer a uma frequência de amostragem de 25kHz

5.5.5. Display LCD

Na figura 66 é mostrado o esquema de ligações do display usado neste trabalho (ANEXO B). Este tem como função mostrar os resultados das medições.

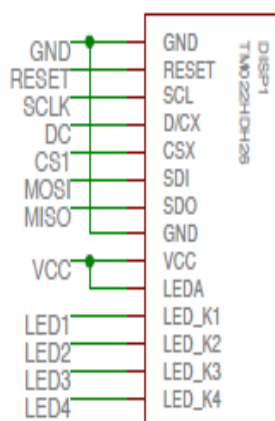


Figura 66 - LCD 320x240 [33]



Figura 67 - Representação do display

Para a programação do display foi utilizada uma biblioteca a qual foi adaptada para este trabalho. Esta configura todas ferramentas necessárias para ajudar no desenvolvimento do interface do display. Na figura 67 podemos observar o menu inicial do display criado.

Capítulo 6

Realização experimental

Neste capítulo são descritas todas as ligações experimentais realizadas ao longo do trabalho. Depois de concluída a totalidade da execução prática onde é descrita toda a componente prática do trabalho procedeu-se à realização experimental propriamente dita. Primeiramente é descrita a aquisição e leitura da temperatura, onde é representado o circuito de ligação assim como as leituras efetuadas. O mesmo processo é repetido para o sensor de corrente.

6.1. Procedimento experimental

Para os testes práticos da dissertação foram utilizados diversos equipamentos que auxiliaram na execução dos mesmos. O multímetro digital e um osciloscópio digital que ajudaram na leitura dos valores pretendidos.

6.2. Aquisição e medição da temperatura

Começou-se por ligar o microcontrolador aos sensores usados assim como todos os circuitos que os englobam. O sensor de temperatura foi então ligado como mostra a figura 68, assim como o seu filtro implementado já descrito anteriormente.

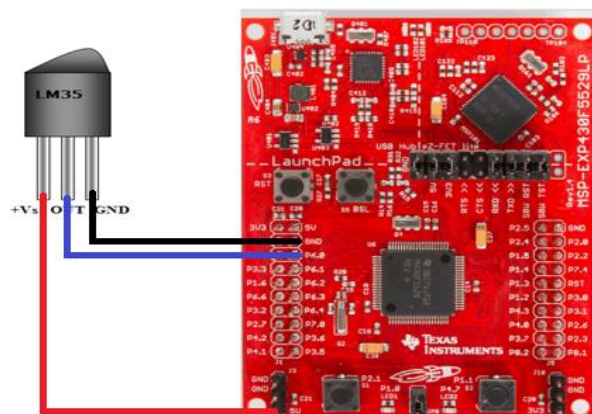


Figura 68 - Ligação MSP430/LM35

Para o teste do circuito assim como do código implementado foram guardados 100 amostras correspondentes ao canal 0 do ADC dado pelo pino P6.0 e através destes, elaborado um gráfico através do próprio compilador. Na figura 69 observamos os valores do ADC à saída do sensor de temperatura.

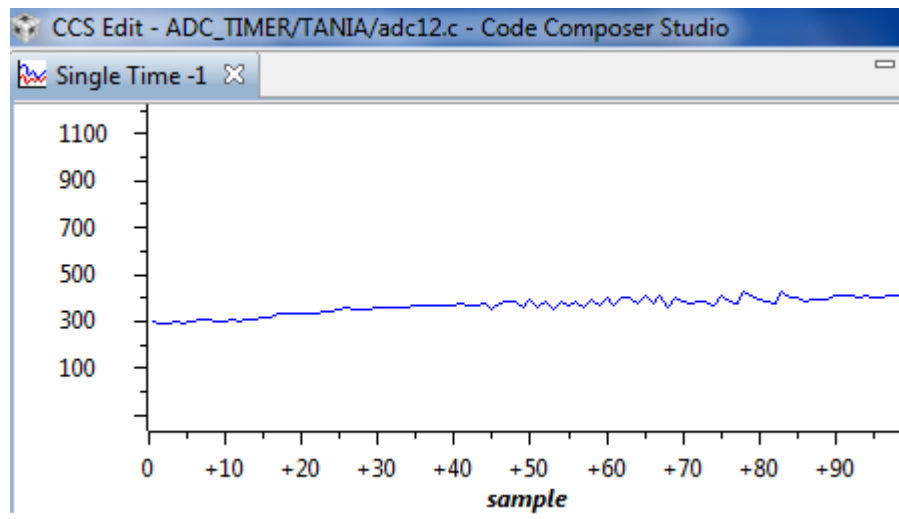


Figura 69 - Amostra canal A0

Podemos observar que existe interferências no sinal devido a todos os componentes que envolvem o circuito de ligação. Estes valores são relativamente baixos, o que levará a temperaturas amenas.

Os valores da temperatura serão apresentados no display como mostra a figura 70.

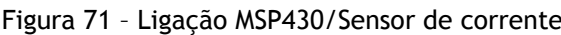


Figura 70 - Display amostra da temperatura

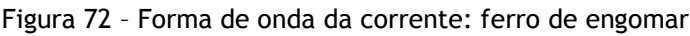
6.3. Aquisição e medição da forma de onda da corrente

Para as leituras de corrente, como já visto anteriormente a introdução de um filtro é importante na atenuação do ruído e interferências da rede. A figura 71 mostra o esquema

Após a observação da forma de onda da corrente, procedeu-se à análise do canal A0 correspondente ao sensor de corrente e com uma amostra de 100 medições construiu-se um



Após a observação da forma de onda da corrente, procedeu-se à análise do canal A0 correspondente ao sensor de corrente e com uma amostra de 100 medições construiu-se um



79

gráfico para perceber as alterações nos valores das medições efetuadas. A partir do próprio programa CCS, elaborou-se o gráfico, representado na figura 73.

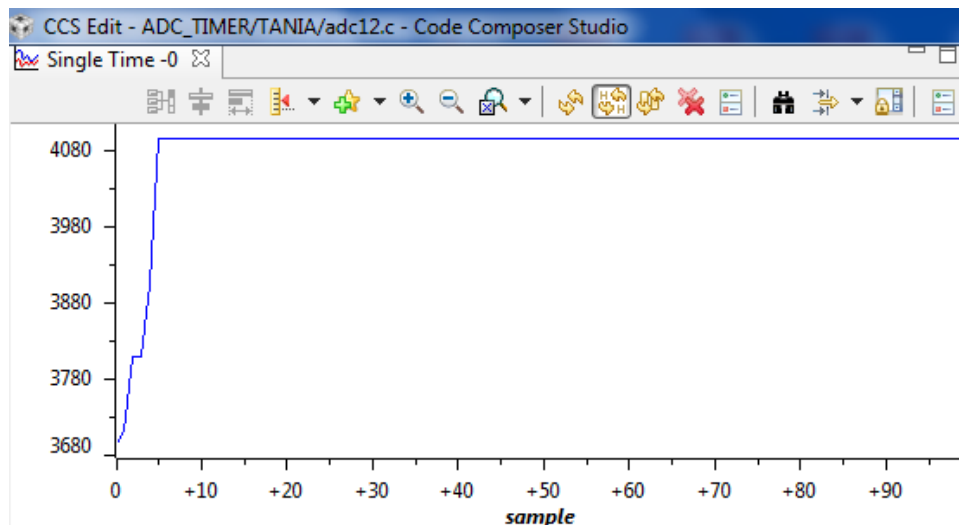


Figura 73 - Gráfico representativo da amostra do canal A0

Ao analisarmos o gráfico, percebemos que existem pequenas variações na corrente pois deve-se ao fato do ferro de engomar ter uma resistência que com a temperatura desliga.

Outro teste efetuado para o sensor de corrente, foi a introdução de um novo equipamento, neste caso, uma torradeira. Do mesmo modo, através do osciloscópio observou-se a forma de onda da corrente correspondente a este equipamento, dado pela figura 74.

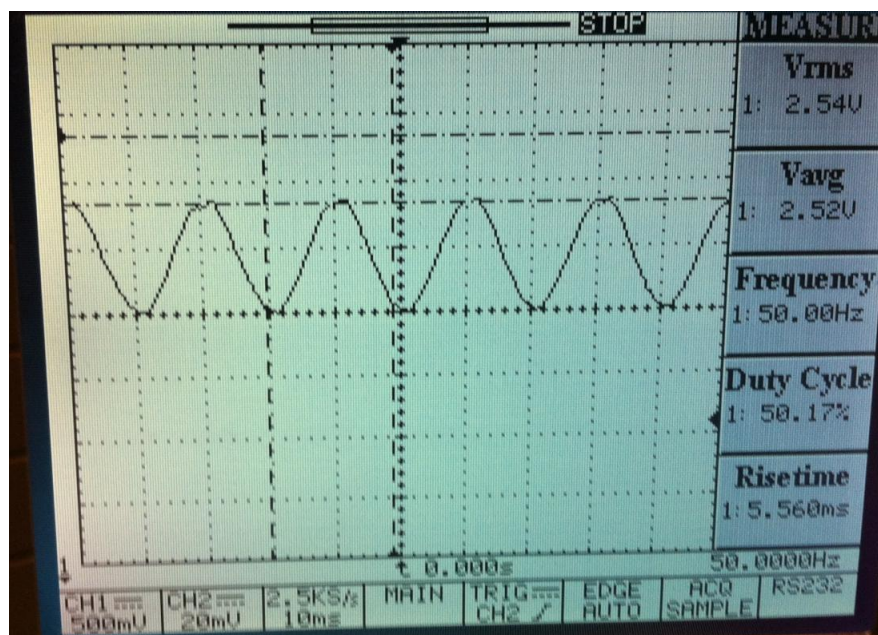


Figura 74 - Forma de onda da corrente: torradeira

Capítulo 7

Conclusões e Trabalhos futuros

A realização desta dissertação tinha como objetivo desenvolver uma ferramenta de medição de grandezas físicas. Para este desenvolvimento foi necessário um grande estudo de todos os componentes envolvidos neste trabalho. Desde o funcionamento do microcontrolador e todos os sensores até à programação em linguagem C. Ao longo do trabalho foram encontradas muitas dificuldades que limitaram o seu progresso. A principal dificuldade passou pela programação em linguagem C, pois não tinha bases suficientes e o que levou a um estudo desta linguagem mais aprofundado o que limitou a programação e atrasou todo o processo. Contudo, com a persistência e orientação, os objetivos foram concretizados razoavelmente. O microcontrolador MSP430 da TI é uma plataforma de fácil acesso que permite o desenvolvimento de várias ferramentas, apesar de algumas limitações que foram descobertas ao longo do trabalho e que tiveram que ser ajustadas. Em relação ao display utilizado no trabalho é completamente adaptado para o microcontrolador usado e com a biblioteca fornecida tornou-se mais simples a sua programação. Os sensores utilizados são um pouco dispendiosos, o que deveria ser revisto, encontrando assim uma solução mais económica. Além do custo, os sensores contêm configurações que complicam as medições. No caso do sensor de corrente, a medição de correntes muito baixas é quase impercetível de se detetar. No sensor de tensão a dificuldade encontrada foi a alimentação do mesmo, que leva ao uso de uma fonte externa. Apesar de todas as limitações e dificuldades, o desenvolvimento desta ferramenta foi bastante interessante o que levou ao estudo de diversos temas que contribuiu para a minha aprendizagem.

Concluindo, o msp430f5529 revelou-se bastante flexível e interessante na sua configuração, facultando ao projetista um uso eficiente dos recursos internos. Como pontos positivos temos uma memória flash interna um tanto ou quanto generosa, uma parametrização sem complicações do sinal clock do mcu ou um conversor adc muito fácil de manipular que permite combinar a sequência de conversões com uma liberdade quase “criativa”. Outro sinal de sofisticação presente no pequeno mcu, oferece ao projectista um nível acrescido de otimização no tempo de execução do código através da parametrização direta do tráfego de dados entre os periféricos internos e a memória DMA (Direct Memory Access). Embora o nível de operações numéricas no projeto seja considerável face às reais capacidades do msp430f5529, a preparação das linhas de código de cálculo exigiu um esforço adicional por forma a garantir um funcionamento minimamente fluido do programa em geral. Embora possamos declarar que os objetivos foram alcançados, a presente arquitetura não é adequado

se considerarmos a integração de mais serviços na aplicação ou pretendermos expandir o leque de grandezas eléctricas a monitorizar.

Sugestões a considerar como passo seguinte na evolução do protótipo em estudo:

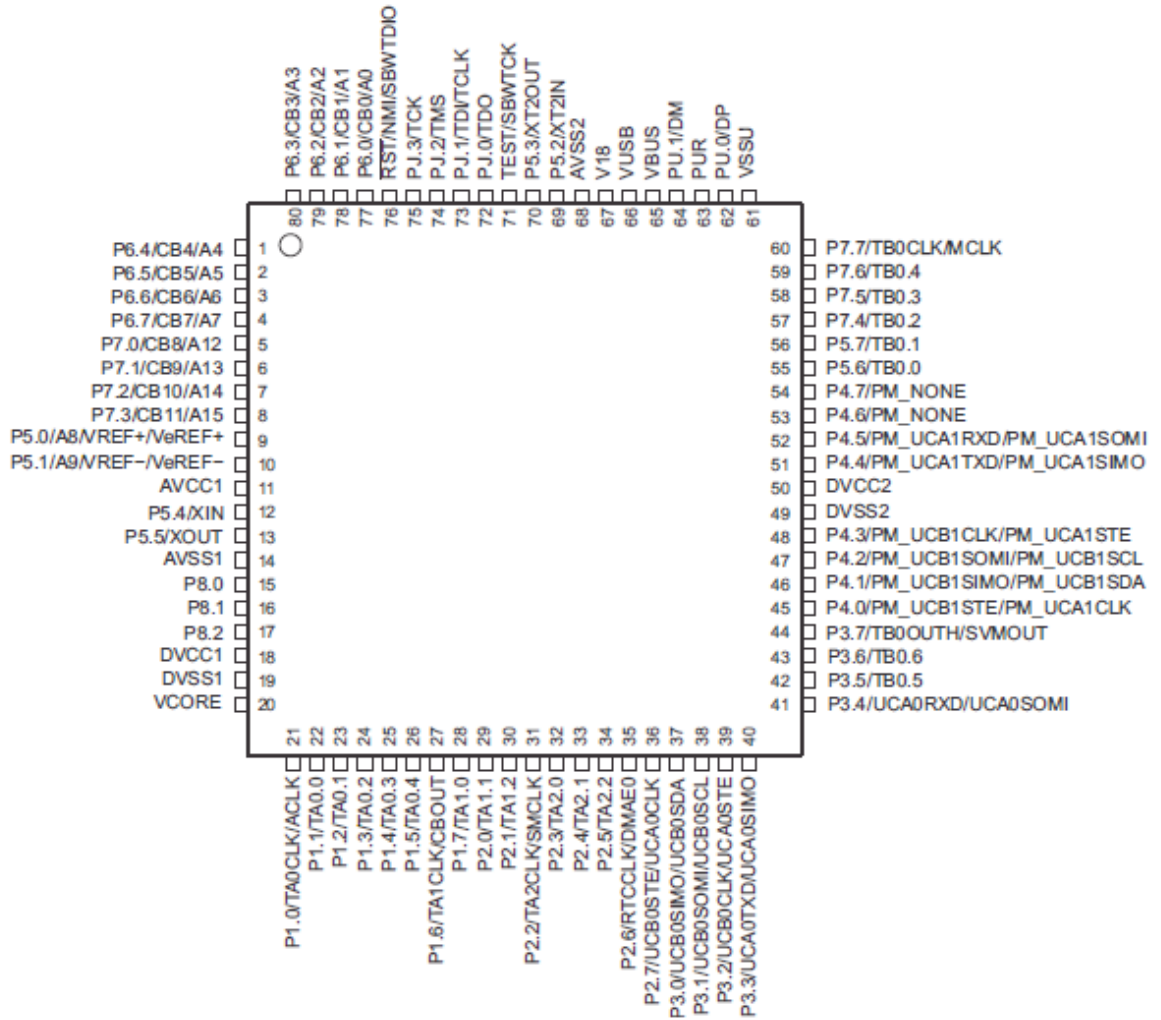
- O desempenho sobre intenso cálculo numérico é fortemente influenciado pelo número de ciclos de relógio do clock do mcu. No msp430f5529 a parametrização não vai além dos 25 MHz um valor consideravelmente baixo e normalmente restritivo em aplicações com aquisição e tratamento de dados quase em tempo real. A solução principal passa por transitar a aplicação para uma plataforma mais adequada com velocidade de relógio superior. Recomenda-se ensaios de forma a encontrar uma relação ótima entre o consumo de energia e a frequência de relógio necessária.
- Por outro lado a escolha de uma frequência de relógio relativamente baixa não é penalizante se o mcu recorrer a hardware interno dedicado à execução da multiplicação de dois operandos e respetiva acumulação do resultado num ciclo de relógio - *Multiply Accumulate*. Esta função outrora exclusiva do processador DSP (Digital Signal Processor) vem sendo adotada pelos fabricantes de mcu com vista a responder a certas necessidades do mercado de aplicações.
- Deslocar a função de amostragem e conversão dos sinais para um adc externo dedicado do tipo Sigma-Delta.
- Adicionar funções avançadas de recolha de dados para posterior tratamento num computador.
- Estudar e testar algoritmos de estimação da frequência de rede e comparar o desempenho com a variante clássica por hardware.
- Reforçar o quadro de medidas com a leitura da potência e de energia reativa.
- Possibilitar ao utilizador a consulta do factor de potência da carga eléctrica sob observação.

Referências bibliográficas

- [1] N. D. A. s. R. A. Pryadharshini, “Survey of Harmonics in Non Linear Load,” *International Journal of Recent Technology and Engineering*, 2012.
- [2] IEEE, “1459-2010 - IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions,” 2010.
- [3] IEEE, “IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electrical Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions,” 2010.
- [4] O. U. Kahraman Yumak, “A controversial Issue: Power Components in Nonsinusoidal Single-Phase Systems,” em *7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Turkey, 2011.
- [5] M. H. M. Erchan Blaci, “Quantitive comparison of power decompositions,” *Elseiver*, 2007.
- [6] J. G. Webster, *The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*, CRC Press, Springer, IEEE Press, 1999.
- [7] K. S. S. A. R. Kartik Kishore Singh, “High Voltage Measurement Techniques,” *IJIRS*, 2013.
- [8] P. Bode, *Current measurement applications handbook*, Zetex Semiconductors, 2008.
- [9] A. Patel, “Current measurement in power electronic and motor drive applications,” 2007.
- [10] B. Yarborough, “Components and Methods for Current Measurement,” *Power Electronics Technology*, 2012.
- [11] F. L. Q. Z. a. H. Z. Yiu Liu, “Design and Construction of a Rogowski Coil for Measuring Wide Pulsed Current,” *IEEE Sensors Journal*, 2011.
- [12] D. Gislason, *Zigbee Wireless Networking*, 2008.
- [13] IEEE, “Wireless Medium Access Control and Physical Layer Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks,” 2006.

- [14] S. Faraham, *Wireless Networks and Trnasceivers*, 2008.
- [15] Z. Alliance, “Zigbee Specification,” 2008.
- [16] V. a. W. Burchfield, *Maximizing Throughput in ZigBee Wireless Networks trough Analysis, Simulations and Implementations*, 2007.
- [17] J.-S. L. e. all, “A comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, Zigbee, and Wi-Fi,” em *33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2007.
- [18] M. Computing, *Data acquisition handbook*, 2012.
- [19] L. Frenzel, *Fundamentos de Comunicação Eletrónica*, 2013.
- [20] Allegro, “ACS712: Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor,” 2012.
- [21] A. Gomes, “Contador de Energia Eléctrica Trifásico,” 2012.
- [22] E. Ramsden, *Hall-Effect Sensors, Theory and Application*, 2006.
- [23] T. Instruments, “FilterPro User’s Guide,” 2011.
- [24] T. Instruments, “Implementation of a Single-Phase Electronic Watt-Hour Meter Using the MSP430F6736,” 2014.
- [25] M. Dvorsky, “Rooting Around - Integer Square Roots on Small Processors,” *Circuit Cellar*, 2006.
- [26] LEM, “Voltage transducer LV25-400,” 2014.
- [27] T. Instruments, “LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors,” 2013.
- [28] J. H.Davies, *MSP430 Microcontroller Basics*, 2008.
- [29] T. Instruments, *MSP430F5529 LaunchPad Development Tool*, 2013.
- [30] P. Forstner, “MSP430 Flash Memory Characteristics,” 2008.
- [31] T. Instruments, “Developing a ZigBee System Using a CC2530-ZNP Approach,” 2014.
- [32] T. Instruments, “Code Composer Stuido User’s Guide,” 2000.
- [33] Doxygen, “LCD_screen_113 Reference Manual,” 2013.
- [34] A. Pertence, *Electrónica Analógica: Amplificadores Operacionais e filtros activos*, 2013.

ANEXO A



ANEXO B

